

(12)特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19)世界知的所有権機関  
国際事務局



(43)国際公開日  
2002年5月10日 (10.05.2002)

PCT

(10)国際公開番号  
**WO 02/37709 A1**

(51)国際特許分類<sup>7</sup>:

**H04B 1/50**

(21)国際出願番号:

PCT/JP01/09587

(22)国際出願日:

2001年11月1日 (01.11.2001)

(25)国際出願の言語:

日本語

(26)国際公開の言語:

日本語

(30)優先権データ:

特願2000-334622 2000年11月1日 (01.11.2000) JP  
特願2001-227723 2001年7月27日 (27.07.2001) JP

(71)出願人(米国を除く全ての指定国について): 日立  
金属株式会社 (HITACHI METALS, LTD.) [JP/JP]; 〒  
105-8614 東京都港区芝浦1丁目2-1 Tokyo (JP).

(72)発明者; および

(75)発明者/出願人(米国についてのみ): 銀持 茂 (KEM-MOCHI, Shigeru) [JP/JP]. 渡辺光弘 (WATANABE, Mitsuhiro) [JP/JP]. 深町啓介 (FUKAMACHI, Keisuke) [JP/JP]; 〒360-0856 埼玉県熊谷市別府1-65 Saitama (JP). 但井裕之 (TAI, Hiroyuki) [JP/JP]; 〒680-0873 鳥取県鳥取市鳥取的場2丁目73 Tottori (JP). 横内智 (YOKOUCHI, Satoru) [JP/JP]; 〒360-0842 埼玉県熊谷市新堀新田450-3 Saitama (JP).

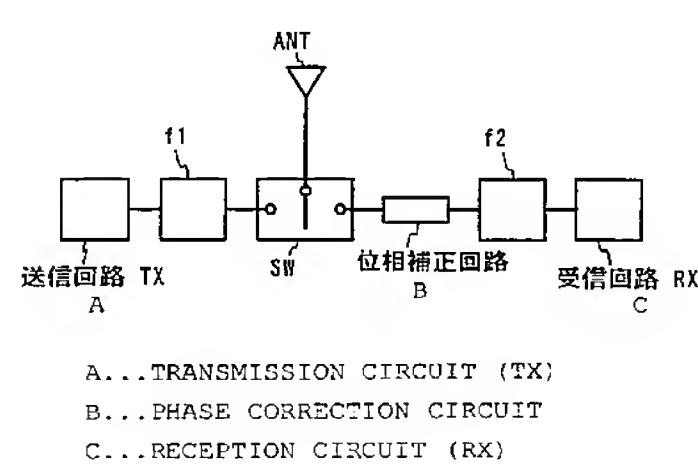
(74)代理人: 高石橋馬 (TAKAISHI, Kitsuma); 〒162-0825  
東京都新宿区神楽坂6丁目67 Tokyo (JP).

(81)指定国(国内): CN, JP, KR, US.

[続葉有]

(54) Title: HIGH-FREQUENCY SWITCH MODULE

(54)発明の名称: 高周波スイッチモジュール



(57) Abstract: A high-frequency switch module which comprises a high-frequency switch circuit connected among an antenna, a transmission circuit, and a reception circuit and comprising switching elements and a surface acoustic wave filter connected between the high-frequency switch circuit and the reception circuit, uses a laminate constituted of dielectric layers having electrode patterns as the multilayered board, and has a phase correction circuit disposed between the switch circuit and the surface acoustic wave filter, wherein the high-frequency switch circuit comprises a switching element, a transmission line, and a capacitor as main elements, with at least a part of the transmission line and the capacitor constituted of an electrode pattern in the laminate, and with the surface acoustic wave filter mounted on the laminate.

(57)要約:

アンテナと送信回路と受信回路との間に接続され、複数のスイッチング素子を具備する高周波スイッチ回路と、高周波スイッチ回路と受信回路との間に接続された弾性表面波フィルタとを具備し、電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板とし、スイッチ回路と弾性表面波フィルタとの間に位相補正回路が配置されており、高周波スイッチ回路はスイッチング素子と、伝送線路と、コンデンサとを主要素子とし、伝送線路及びコンデンサの少なくとも一部は積層体内の電極パターンにより構成されており、弾性表面波フィルタは積層体上に実装されている高周波スイッチモジュール。

**WO 02/37709 A1**



(84) 指定国(広域): ヨーロッパ特許(AT, BE, CH, CY, DE,  
DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される  
各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語  
のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

明細書  
高周波スイッチモジュール

### 発明の分野

5 本発明はマイクロ波帯等の高周波帯域で用いる高周波スイッチモジュールに  
関し、特に高周波スイッチとフィルタ等の他の高周波部品とを複合化した高周  
波スイッチモジュールに関する。

### 背景技術

10 昨今携帯電話機等の移動体通信機器の発展は目覚しいものがある。移動体通  
信機器に用いられる高周波部品として、アンテナと送信回路との接続、及びア  
ンテナと受信回路との接続を切換えるための高周波スイッチがある。

15 例えば特開平 2-108301 号に開示された高周波スイッチは、例えば EGSM900  
(Extended Global System for Mobile Communications), GSM1800, PCS  
20 (Personal Communications Service) 等の一つの送受信系を取り扱うもので、  
送信回路とアンテナとの間に配置されたスイッチング素子（ダイオード）と、  
アンテナと受信回路との間に配置された  $\lambda/4$  位相線路とを有する。 $\lambda/4$  位相  
線路の受信回路側はダイオードを介して接地されているので、高周波スイッチ  
は、各ダイオードに流れるバイアス電流により信号経路を切換える  $\lambda/4$  型スイ  
ッチ回路として動作する。

図 38 は、このような高周波スイッチを具備するシングルバンド携帯電話機用  
RF 回路の一例を示すブロック図である。高周波スイッチを具備する携帯電話機  
等の移動体通信機器は、アンテナ ANT に接続する高周波スイッチ回路 SW と、  
送信回路 TX から来る送信信号に含まれる高調波成分がアンテナ ANT から放射  
25 されるのを防ぐとともに、アンテナ ANT から来る受信信号の一部が送信回路  
TX へ流入するのを防ぐために、送信回路 TX と高周波スイッチ回路 SW との間  
に設けられたローパスフィルタ f1 等のフィルタ回路と、送信回路 TX から来る  
送信信号の一部が受信回路 RX に回りこまないようにするとともに、アンテナ  
ANT から来る受信信号に含まれる高調波成分を取り除くために、アンテナ ANT

と受信回路 RX との間に設けられたバンドパスフィルタ f2 等のフィルタ回路、特に弹性表面波フィルタ (SAW フィルタ) とを具備する。

このようなシングルバンド携帯電話機に加えて、携帯電話機の急激な普及とともに、一台の携帯端末機で複数の通信方式を利用可能にしたデュアルバンド携帯電話機やトリプルバンド携帯電話機等のマルチバンド携帯電話機も開発された。シングルバンド携帯電話機が一つの送受信系のみを取り扱うのに対し、デュアルバンド携帯電話機は 2 つの送受信系を取り扱い、トリプルバンド携帯電話機は 3 つの送受信系を取り扱う。マルチバンド携帯電話機の RF 回路ブロックの一例を図 36 に示す。この例はデュアルバンド携帯電話機の RF 回路ブロックであり、一つのアンテナを送受信共用として双方向の通信が可能なように、複数のフィルタからなる分波器 DP と、アンテナ ANT と送信回路 TX 又は受信回路 RX との接続を切り換える高周波スイッチ回路 SW1, SW2 とを有する。

EGSM900 等の携帯電話機は、雑音指数を下げて受信感度を上げるために、RF 回路に 2 本の信号線を有する平衡型の高周波部品（例えば受信経路 RX に配置された低雑音増幅器 LNA 及びその後段のミキサーMIX 等）を具備する。

低雑音増幅器 LNA が平衡入力型である場合、図 37 に示すように、低雑音増幅器 LNA に接続された SAW フィルタは従来から信号端子が 1 本の不平衡型、即ち不平衡一不平衡型のフィルタ構成であったため、LNA との接続には平衡一不平衡変換回路が必要である。

また高周波スイッチや SAW フィルタ等のデバイスは通常特性インピーダンスが  $50\Omega$  となるように設計されているが、低雑音増幅器 LNA の入力インピーダンスは  $50\Omega \sim 300\Omega$  程度である。そのため多くの場合各高周波部品の特性インピーダンスが異なり、インピーダンス変換回路が必要となる。平衡一不平衡変換回路及びインピーダンス変換回路の両方の機能を具備する回路素子として平衡一不平衡変換トランス (Balun) が知られているが、Balun を用いても必然的に部品点数が増えてしまう。また平衡一不平衡変換トランスと SAW フィルタとの接続にもインピーダンスマッチングを考慮しなくてはならず、マッチングのためにコンデンサ、インダクタ等の付属部品が必要となる。このため携帯電話機のサイズが大きくなるとともに、コストが増大するという問題がある。

高周波部品の小型・軽量化の手段として、高周波スイッチ回路やフィルタ回路等を構成するコンデンサ、インダクタ等の素子の一部を LTCC (Low Temperature Co-Fireable Ceramics) 技術により積層体（多層基板）に内蔵させ、もって複数の回路機能を有する複合部品とすることが行われている。

5 例えば特開平 6-197040 号は、低温焼結誘電体セラミックシートからなる積層体内に伝送線路及びコンデンサを一体化的に内蔵した高周波スイッチを開示している。また特開平 10-32521 号は、多層基板に RF 段間フィルタ (SAW フィルタ) を一体的に搭載することにより小型・軽量化した高周波スイッチを開示している。さらに特開平 11-225089 号は、二つ以上の送受信系を取り扱うように分波器及び高周波スイッチを、低温焼結誘電体セラミック材料からなる積層体に一体化したマルチバンド携帯電話機用高周波スイッチを開示している。このような高周波スイッチと他の高周波部品とを複合化した部品を高周波スイッチモジュールと呼ぶ。

高周波スイッチモジュールにおいて、LTCC 技術によりコンデンサ、インダクタ等の回路素子の一部を積層体に内蔵させ、複数の回路機能を複合化することはできるが、実用に供し得る程度の電気的特性を得ることは実際容易ではなかった。例えば積層体内に高周波スイッチと、その受信系に接続された SAW フィルタとを一体化する場合、高周波スイッチと SAW フィルタとのインピーダンスマッチングを十分に考慮し、接続点での反射損失が少なくなるように接続しなければ、高周波スイッチから SAW フィルタの出力端に至る受信経路における不整合による受信信号の損失を低減できない。しかし高周波スイッチと SAW フィルタとを複合化すると、送信回路からアンテナへの送信経路において送信信号の損失が増加し、所望の電気的特性が得られない。その上、高周波スイッチモジュールを構成する高周波回路の一部を平衡化する試みは今まで全くなされていなかった。

## 発明の目的

従って本発明の目的は、高周波スイッチと SAW フィルタのような他の高周波部品とを複合一体化した、小型で電気的特性に優れた高周波スイッチモジュー

ルを提供することである。

本発明のもう一つの目的は、平衡一不平衡変換回路又は平衡一不平衡変換回路とインピーダンス変換回路とを具備する電気的特性に優れた高周波スイッチモジュールを提供することである。

5

## 発明の開示

本発明の第一の態様による高周波スイッチモジュールは、電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板とし、アンテナと送信回路と受信回路との間に接続され、複数のスイッチング素子を具備する高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路と前記受信回路との間に接続された弹性表面波フィルタとを具備し、前記スイッチ回路と前記弹性表面波フィルタとの間に位相補正回路が配置されており、前記高周波スイッチ回路は第1のスイッチング素子と、第1の伝送線路と、第1のコンデンサとを主要素子とし、前記第1の伝送線路及び前記第1のコンデンサの少なくとも一部は積層体の前記電極パターンにより構成されており、前記弹性表面波フィルタは積層体上に実装されていることを特徴とする。

本発明の第二の態様による高周波スイッチモジュールは、電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板とし、送受信系の送信回路と受信回路とを切り替える高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路の受信系に接続され、平衡型回路と不平衡型回路とを接続する平衡一不平衡変換回路とを具備し、前記高周波スイッチ回路は第1のスイッチング素子と、第1の伝送線路と、第1のコンデンサとを主要素子とし、前記第1の伝送線路及び前記第1のコンデンサの少なくとも一部は積層体の前記電極パターンにより構成され、前記平衡一不平衡変換回路は不平衡入力・平衡出力の弹性表面波フィルタであり、積層体上に実装されていることを特徴とする。

本発明の第三の態様による高周波スイッチモジュールは、電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板とし、送受信系の送信回路と受信回路とを切り替える高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路の受信系に接続する弹性表面波フィルタと、前記弹性表面波フィルタに接続

する平衡ー不平衡変換回路とを具備し、前記高周波スイッチ回路はスイッチング素子と、第 1 の伝送線路と、第 1 のコンデンサとを主要素子とし、前記第 1 の伝送線路及び前記第 1 のコンデンサの少なくとも一部は積層体の前記電極パターンにより構成され、前記平衡ー不平衡変換回路は平衡ー不平衡変換トラン  
5 スであり、前記平衡ー不平衡変換トランスは第 2 の伝送線路を主要素子とし、前記第 2 の伝送線路は積層体の前記電極パターンにより形成されていることを特徴とする。

#### 図面の簡単な説明

10 図 1 は本発明の一実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示すブロック図であり、

図 2 は図 1 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示す図であり、

15 図 3 は本発明の他の実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示すブロック図であり、

図 4 は図 3 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示す図であり、

図 5 は図 4 の高周波スイッチモジュールを構成する積層体の各層の電極パターンの一例を示す図であり、

20 図 6 は本発明の一実施態様による高周波スイッチモジュールを示す斜視図であり、

図 7 は送信時において接続点 IP1 側から受信回路 RX を見た時の等価回路を示す図であり、

25 図 8(a) は高周波スイッチと SAW フィルタを直結したときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 8(b) は高周波スイッチと SAW フィルタを直結したときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

図 8(c) は高周波スイッチと SAW フィルタを直結したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

図 8(d) は高周波スイッチと SAW フィルタを直結したときのアンテナ ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 9(a) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

5 図 9(b) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

図 9(c) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

10 図 9(d) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときの ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 10(a) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 10(b) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

15 図 10(c) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

図 10(d) は高周波スイッチと SAW フィルタとを伝送線路を介して接続したときの ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

20 図 11(a) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続したときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 11(b) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続したときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

図 11(c) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

25 図 11(d) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続したときの ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 12(a) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続したときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 12(b) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続した

ときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

図 12(c) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

図 12(d) は高周波スイッチと SAW フィルタとをインダクタを介して接続した 5 ときの ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 13(a) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 13(b) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

10 図 13(c) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

図 13(d) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときの ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 14(a) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続した 15 ときの GSM1800 TX から ANT への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 14(b) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときの接続点 IP1 から見た反射特性を示すグラフであり、

図 14(c) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときのインピーダンス特性を示すスミスチャートであり、

20 図 14(d) は高周波スイッチと SAW フィルタとをコンデンサを介して接続したときの ANT から GSM1800 RX への挿入損失特性を示すグラフであり、

図 15(a) は本発明の高周波スイッチモジュールの GSM1800 TX とアンテナ ANT との間の挿入損失特性を示すグラフであり、

図 15(b) は従来の高周波スイッチモジュールの GSM1800 TX とアンテナ 25 ANT との間の挿入損失特性を示すグラフであり、

図 16 は本発明の他の実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示すブロック図であり、

図 17 は図 16 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示す図であり、

図 18 は本発明のさらに他の実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示すブロック図であり、

図 19 は図 18 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示す図であり、

5 図 20 は本発明の一実施態様による高周波スイッチモジュールを示す平面図であり、

図 21 は本発明の一実施態様による高周波スイッチモジュールを示す斜視図であり、

10 図 22 は図 19 の等価回路を有する高周波スイッチモジュールを構成する積層体の各層の電極パターンを示す図であり、

図 23(a) は本発明の高周波スイッチモジュールに用いる平衡ー不平衡トランジストの他の例の等価回路を示す図であり、

図 23(b) は本発明の高周波スイッチモジュールに用いる平衡ー不平衡トランジストのさらに他の例の等価回路を示す図であり、

15 図 24 は図 16 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路の他の例を示す図であり、

図 25 は本発明のさらに他の実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示すブロック図であり、

20 図 26 は図 25 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示すブロック図であり、

図 27 は本発明の別の実施態様による高周波スイッチモジュールを示す斜視図であり、

図 28 は図 26 に示す等価回路を有する高周波スイッチモジュールを構成する積層体の各層の電極パターンを示す図であり、

25 図 29(a) は本発明の高周波スイッチモジュールの EGSM900 TX とアンテナ ANT との間の減衰特性を示すグラフであり、

図 29(b) は本発明の高周波スイッチモジュールの EGSM900 TX とアンテナ ANT との間の挿入損失特性を示すグラフであり、

図 30(a) は本発明の高周波スイッチモジュールの GSM1800/PCS TX とアン

テナ ANTとの間の減衰特性を示すグラフであり、

図30(b)は本発明の高周波スイッチモジュールのGSM1800/PCS TXとアンテナANTとの間の挿入損失特性を示すグラフであり、

図31(a)は本発明の高周波スイッチモジュールのアンテナANTとEGSM900

5 RXとの間の挿入損失特性を示すグラフであり、

図31(b)は本発明の高周波スイッチモジュールのアンテナANTとGSM1800 RXとの間の挿入損失特性を示すグラフであり、

図32(a)は本発明の高周波スイッチモジュールのEGSM900 RXの振幅平衡度と周波数との関係を示すグラフであり、

10 図32(b)は本発明の高周波スイッチモジュールのEGSM900 RXの位相平衡度と周波数との関係を示すグラフであり、

図33(a)は本発明の高周波スイッチモジュールのGSM1800 RXの振幅平衡度と周波数との関係を示すグラフであり、

15 図33(b)は本発明の高周波スイッチモジュールのGSM1800 RXの位相平衡度と周波数との関係を示すグラフであり、

図34は本発明のさらに他の実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示すブロック図であり、

図35は本発明のさらに他の実施態様による高周波スイッチモジュールを示す平面図であり、

20 図36はマルチバンド携帯電話機のRF回路の一例を示すブロック図であり、

図37は低雑音増幅器LNAが平衡入力型であるRF回路の一例を示すブロック図であり、

図38はシングルバンド携帯電話機のRF回路の一例を示すブロック図である。

25 発明を実施するための最良の形態

図1は本発明の高周波スイッチモジュールの回路の一例を示し、図2は図1の高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示す。この高周波スイッチモジュールでは、位相補正回路LD4は高周波スイッチSWとSAWフィルタf2との間に配置されており、これらの部品は複合化されている。

高周波スイッチ SW と SAW フィルタとの複合化について検討した結果、単に高周波スイッチ SW とその受信回路側に接続された SAW フィルタとの接続点におけるインピーダンスマッチングを考慮するだけでは、送信回路から来る送信信号の損失が増加することがあることが判明した。そのため、GSM1800 用の高周波スイッチと SAW フィルタとを位相補正回路を介さずに複合化した高周波スイッチモジュールを例にとって、送信回路 TX—アンテナ ANT 間の挿入損失特性を検討した。その結果、図 8 に示すように、GSM1800 の送信周波数近傍の 1.7 GHz にディップ (DIP) と呼ばれる減衰が発生し、このため送信周波数帯域での挿入損失が SAW フィルタを接続しない場合の約 2 倍程度まで劣化していることが分かった。

ディップ (DIP) の発生原因について検討した結果、高周波スイッチと SAW フィルタとを複合化することにより、送信信号の一部が受信回路側へ吸収され、ディップ (DIP) と呼ばれる減衰が発生し、送信信号の挿入損失が増大することが分かった。

図 2 に示す高周波スイッチモジュールにおいて、送信経路と受信経路との接続点 IP1 から送信時における受信回路側のインピーダンス ZIP1 を、図 7 に示す等価回路で回路シミュレータを用いて評価したところ、高周波スイッチの受信回路側を見たインピーダンス特性を示すスミスチャートは送信周波数帯において回転する軌跡を描くことが分かった。このようにインピーダンス特性の回転軌跡上に送信周波数が存在すると、反射損失が小さくなるので、接続点 IP1 から受信回路 RX 側を見た時のインピーダンスは特性インピーダンスに近い。換言すれば、送信回路 TX と受信回路 RX との間のアイソレーションが十分に得られず、挿入損失にディップ (DIP) が発生し、送信回路からアンテナへの挿入損失特性が劣化する。

さらに検討の結果、このような現象がスイッチ回路を構成するスイッチング素子（ダイオード又は電界効果型トランジスタ）の接続用ワイヤ等に起因する寄生インダクタンスにより大きく影響されることが分かった。例えば、ダイオードの動作時の等価回路は、図 7 に DD2 と示すように、インダクタとコンデンサと抵抗からなり、グランドとの間に直列に接続されたインダクタは寄生イン

ダクタンスを構成する。

寄生インダクタンスを高周波回路解析ツールを使った回路シミュレータ（ア

ジレント・テクノロジーズ社の Advanced Design System）により等価的に増減

させて、その影響を確認したところ、寄生インダクタンスを減少させればイン

5 ピーダンスの回転軌跡は小さな円を描き、これに伴い反射特性も改善されるこ

とが分かった。しかしながら、実際の寄生インダクタはスイッチング素子の構

造により決まるものであり、回路シミュレータのようにインダクタンスを自由

に減少させるのは実際困難である。なおここで用いた回路シミュレータは、高

周波スイッチや弾性表面波フィルタ等の構成素子について、予め特性データの

10 実測値を得て、この特性データを基にシミュレートすることにより、実際に試

料を作成した結果に近い評価を得るものである。

そこで、本発明者等はディップ（DIP）が発生する周波数を、送信周波数から

十分に離間させた周波数に移動されれば挿入損失特性が劣化しないことに着目

し、そのためには高周波スイッチと SAW フィルタとの間に、位相を移動させる

15 位相補正回路を接続すればよいことを発見した。

本発明の好ましい実施態様では、高周波スイッチは、送信回路とアンテナと

の間に配置された第 1 のスイッチング素子と、前記第 1 のスイッチング素子の

送信回路側を接地する第 1 の伝送線路又はインダクタと、前記アンテナと前記

受信回路との間に配置された第 2 の伝送線路と、前記第 2 の伝送線路の受信回

20 路側を接地する第 2 のスイッチング素子とを具備し、前記第 2 の伝送線路に前

記位相補正回路が直列接続している。位相補正回路は伝送線路又はコンデンサ

からなり、電極パターンを有する複数の誘電体層からなる積層体の前記電極パ

ターンにより構成しても良いし、チップインダクタ又はチップコンデンサとして

積層体上に実装しても良い。

25 本発明の高周波スイッチモジュールは、携帯電話機の RF 回路を平衡化するよ

うに、SAW フィルタとして不平衡入力一平衡出力型の SAW フィルタを有する

のが好ましい。SAW フィルタがインピーダンス変換回路として機能するよう

異なる入力インピーダンス及び出力インピーダンスを有すると、LNA 等の他の

高周波部品との接続において、別途インピーダンス変換回路を用いなくても良

く、電気的特性の向上や RF 回路の小型化が実現でき好ましい。弾性表面波フィルタの平衡出力端の近傍に、平衡出力端に並列にインダクタを接続すれば、後述する理由により平衡出力端から来る差動信号のリップル (Ripple) が小さくなるので好ましい。

- 5 本発明の別の実施態様による高周波スイッチモジュールは、送受信系の送信回路と受信回路とを切り替える高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路の受信系に接続され、平衡型回路と不平衡型回路とを接続する平衡一不平衡変換回路とを具備し、前記高周波スイッチ回路は第 1 のスイッチング素子と第 1 の伝送線路と第 1 のコンデンサを主要素子とし、前記第 1 の伝送線路と第 1 のコンデンサの少なくとも一部が、電極パターンを有する誘電体層からなる積層体の前記電極パターンにより構成され、前記平衡一不平衡変換回路は不平衡入力一平衡出力の弾性表面波フィルタ (SAW フィルタ) として積層体上に実装されている。弾性表面波フィルタに異なる入力インピーダンス及び出力インピーダンスを持たせ、インピーダンス変換回路として機能させてもよい。
- 10 15 携帯電話機の RF 回路部の複合化、小型化及び高性能化に取り組む過程で、平衡出力型の SAW フィルタを用いるとともに、それを平衡入力型 LNA と接続することにより、平衡一不平衡変換トランスを用いることなく RF 回路を構成できることを着想した。SAW フィルタは、圧電基板の主面上に表面波の伝搬方向に沿って複数の IDT (Inter-digital Transducer) 電極を近接させて配置するとともに、それらの両側に反射器を配設したものである。SAW フィルタとしては信号端子が 1 本の不平衡型、即ち不平衡一不平衡となるフィルタ構成が一般的であるが、最近電極指の交差幅や配列及び結合を工夫して、異なる入力インピーダンス及び出力インピーダンスを有し、平衡一不平衡変換機能を有する SAW フィルタが実用化された。このような SAW フィルタを高周波スイッチを構成する積層体上に実装すると、SAW フィルタと高周波スイッチを両者のインピーダンスマッチングを考慮しながら複合化できるので、それぞれの電気的性能を損なうことがない。また平衡一不平衡変換機能を具備する SAW フィルタに平衡入力型回路素子を接続する場合、SAW フィルタを LNA 等の回路素子の入力インピーダンス及び出力インピーダンスに合わせて選択し、平衡一不平衡変換回路と
- 20 25

して機能させれば、電気的特性の向上や RF 回路の小型化が実現でき好ましい。

SAW フィルタが低雑音増幅器 LNA に接続される場合に、低雑音増幅器 LNA への入力信号の振幅平衡度及び位相平衡度が良好でないと、低雑音増幅器は外  
來ノイズの影響を受けやすくなり、発振等の不具合が生じるので、振幅平衡度  
5 を $\pm 1$  dB 以内とし、位相平衡度を  $180 \pm 10$  deg. 以内とするのが好ましい。なお  
振幅平衡度は平衡端子間の高周波電力差であり、位相平衡度はその位相差を示  
す。

SAW フィルタは上記平衡度特性を有するが、これを回路基板に実装し接続線  
路を引き回して低雑音増幅器と接続する場合、3~5 mm程度の接続線路が必要で  
10 あり、これによる寄生インダクタや寄生容量が生じる。また SAW フィルタもワ  
イヤボンディングのためのリード線やモールド樹脂のために寄生インダクタや  
寄生容量を有する。このため、平衡出力信号に受信周波数帯域内でリップル  
(Ripple) が発生し、通過帯域での挿入損失特性の劣化し、所望の振幅平衡度  
及び位相平衡度が得られなくなる。しかし SAW フィルタを積層体上に実装して  
15 高周波スイッチと複合化すれば、両者のインピーダンスマッチングが容易となる  
とともに、SAW フィルタの平衡出力端と高周波スイッチモジュールを実装す  
る回路基板間とを積層体内に形成された伝送線路で接続できる。そのため、伝  
送線路の線路長等を適宜設定することにより、平衡出力端から来る差動出力信  
号の位相平衡度及び振幅平衡度を所望の範囲に調整することができる。さらには  
20 SAW フィルタの平衡出力端の近傍でそれに並列にインダクタを配置すれば、寄  
生容量や寄生インダクタのような寄生インピーダンスによる受信周波数帯域内  
でのリップル (Ripple) の発生を抑制することができ好ましい。

SAW フィルタとその平衡出力端に並列に配置されたインダクタとは積層体内  
に形成した接続線路により接続されている。接続線路は、他の伝送線路等と同  
25 様に電極パターンにより形成されるが、等価回路において実質的にインダクタ  
ンス等の回路機能を有さない線路である。SAW フィルタの平衡出力端に並列に  
配置されたインダクタはチップインダクタであり、積層体上に実装しても良い  
し、コイル状又はミアンダ状又はスパイラル状の伝送線路で積層体内に形成し  
ても良い。

種々検討の結果、並列に配置されたインダクタのリップル抑制効果を発揮させるには、インダクタを平衡出力端子のごく近傍に配置して寄生インピーダンスを小さくし、SAW フィルタとそれに並列なインダクタとを絶縁基板上の接続線路により接続するのが好ましいことが分かった。例えば図 35 に示すように、平  
5 衡出力型 SAW フィルタ fe2, fg2 とインダクタ LG, LD を一つの積層体に直近に配置することにより、SAW フィルタ fe2, fg2 とインダクタ LG, LD とを接続する線路パターンの長さを短くすることができ、SAW フィルタ fe2, fg2 の出力端とそれらに並列配置したインダクタ LG, LD との間の寄生インピーダンス成分を小さくすることができる。

10 インダクタ及び弹性表面波フィルタは積層体内に形成した接続線路により接続されている。インダクタをチップインダクタとして積層体上に実装しても良いし、コイル状又はミアンダ状又はスパイラル状になした伝送線路で積層体内に形成しても良い。

本発明の別の実施態様による高周波スイッチモジュールは、送受信系の送信  
15 回路と受信回路を切り替える高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路の受信系に接続された SAW フィルタと、前記 SAW フィルタに接続された平衡一不平衡変換回路とを具備し、前記高周波スイッチ回路はスイッチング素子と、第 1 の伝送線路と、第 1 のコンデンサとを主要素子とし、前記第 1 の伝送線路と第 1 のコンデンサの少なくとも一部は積層体の電極パターンにより構成され、  
20 前記平衡一不平衡変換回路は平衡一不平衡変換トランス (Balun) であって、第 2 の伝送線路を主要素子とし、前記第 2 の伝送線路は前記電極パターンにより構成する。

SAW フィルタはインピーダンス変換回路として用いるが、必要なインピーダンスが得られない場合には、SAW フィルタを不平衡入力一不平衡出力とし、平衡一不平衡変換回路及びインピーダンス変換回路として平衡一不平衡変換トランス (Balun) を用いるのが好ましい。平衡一不平衡変換トランス (Balun) は、高周波スイッチ及び SAW フィルタとともに積層体に一体的に構成されるが、限られた積層体内に平衡一不平衡変換トランスの伝送線路を内蔵する場合、必要な伝送線路の長さを確保できず、所望の巻数比が得られない場合や平衡側の伝

送線路を対称に構成することが困難な場合もある。このような場合、必要な入出力インピーダンス、位相平衡度 (Phase Balance) 及び振幅平衡度 (Amplitude Balance) が得られないが、入力側の伝送線路とグランドとの間にコンデンサを配置したり、平衡出力端間にコンデンサを配置したりして、これらを適宜調整すれば良い。

このようなコンデンサは積層体に電極パターンとして内蔵しても良いし、積層体上にチップコンデンサとして搭載しても良い。また平衡一不平衡変換トランジット (Balun) のグランドは、高周波スイッチ等の他の回路部品と共に通化するのが好ましい。特に平衡側のグランドを他の回路部品のグランドと共に通化すると、共通のグランドから見たときの位相が 0 度となる。

本発明の好ましい実施態様では、積層体は対向する主面と前記主面に連なる側面とを有する板状であり、弹性表面波フィルタはベアチップとして少なくとも一方の主面にフェースダウン実装する。伝送線路にはストリップライン、マイクロストリップライン、コプレーナライン等を用いるのが好ましい。

### 15 [1] 高周波スイッチ回路と弹性表面波フィルタとの複合化

図 1 は本発明の高周波スイッチモジュールの回路の一例を示し、図 2 はその等価回路の一例を示す。この高周波スイッチモジュールは、高周波スイッチ SW と SAW フィルタ f2 との間に位相補正回路 LD4 を有し、これらの部品は複合化されている。

20 図 8 は、高周波スイッチと SAW フィルタとを位相補正回路を介さずに接続した比較例の高周波スイッチモジュールの一例の電気的特性を示す。図 8(a) に示すように、挿入損失特性において、GSM1800 の送信周波数近傍の 1.7 GHz にディップ (DIP) が発生し、このため送信周波数帯域で挿入損失が劣化しているのが分かる。

25 このような挿入損失特性の劣化を防止するために、本発明においては、伝送線路、インダクタ及びコンデンサの少なくとも一つにより構成される位相補正回路を、高周波スイッチと弹性表面波フィルタとの間に直列に接続する。各種の位相補正回路を接続したときの電気的特性を図 9～図 14 に示す。また表 1 に挿入損失特性と位相特性をあわせて示す。

表 1

特性	周波数	位相補正回路なし	伝送線路	
			L = 1 mm W = 0.14 mm	L = 2 mm W = 0.14 mm
挿入損失	1.71 GHz	1.80 dB	0.75 dB	0.66 dB
	1.785 GHz	0.90 dB	0.72 dB	0.72 dB
ディップ周波数		1.7 GHz	1.65 GHz	1.58 GHz
位相	1.71 GHz	108.2°	94.3°	87.3°
	1.785 GHz	72.6°	72.2°	71.7°

表 1 (続き)

特性	周波数	インダクタ		コンデンサ	
		L = 0.5 nH	L = 1 nH	C = 0.5 pF	C = 15 pF
挿入損失	1.71 GHz	0.77 dB	0.67 dB	0.75 dB	1.95 dB
	1.785 GHz	0.72 dB	0.71 dB	0.75 dB	0.72 dB
ディップ周波数		1.66 GHz	1.59 GHz	1.77 GHz	1.74 GHz
位相	1.71 GHz	95.0°	87.9°	68.0°	66.9°
	1.785 GHz	72.3°	71.9°	74.4°	73.2°

5

図9及び図10は、位相補正回路として幅が0.14mmで長さLがそれぞれ1 mm及び2 mmの伝送線路を設けた場合の高周波スイッチモジュールの電気的特性を示す。図9(c) 及び図10(c) に示すように、位相補正回路が長くなるほどインピーダンスの回転軌跡が小さくなるのが分かる。また図9(b) 及び図10(b) は接続点IP1から受信回路RX側を見た時の反射特性(Return Loss)を示す。位相補正回路を設けると位相は僅かに進むとともに小さな反射損失を示す周波数は低周波数側へ移動し、その絶対値も減少する。

図 11 及び図 12 は位相補正回路として集中定数インダクタ（インダクタンス L がそれぞれ  $0.5\text{ nH}$  及び  $1\text{ nH}$  のチップインダクタ）を設けた場合の高周波スイッチモジュールの電気的特性を示す。図 11(c) 及び図 12(c) に示すように、インダクタンスが大きくなるほどインピーダンスの回転軌跡が小さくなるのが分かる。また図 11(b) 及び図 12(b) は、接続点 IP1 から受信回路 RX 側を見た時の反射特性（Return Loss）を示す。位相補正回路を設けると位相は僅かに進むとともに大きな反射損を示す周波数は低周波数側へ移動し、その絶対値も減少する。

図 13 及び図 14 は位相補正回路として容量値 C がそれぞれ  $5\text{ pF}$  及び  $15\text{ pF}$  のチップコンデンサを設けた場合の電気的特性を示す。図 13(b) 及び図 14(b) に示すように、チップコンデンサの容量値が小さいほど位相は僅かながら遅れるとともに、大きな反射特性を示す周波数は高周波数側へ移動する。

図 9(d) ~ 図 14(d) は、上記高周波スイッチモジュールにおけるアンテナから受信回路への挿入損失特性を示す。高周波スイッチと SAW フィルタ間に位相補正回路を設けても、アンテナから受信回路への挿入損失特性は劣化しないことが分かった。

図 3~図 6 は本発明の他の実施態様による高周波スイッチモジュールを詳細に示す。この高周波スイッチモジュールは、単一の多元接続方式で 2 つの異なる通信方式を扱うものであり、第 1 の送受信系は EGSM900（送信周波数  $880\sim915\text{ MHz}$ 、受信周波数  $925\sim960\text{ MHz}$ ）、第 2 の送受信系は GSM1800（送信周波数  $1710\sim1785\text{ MHz}$ 、受信周波数  $1805\sim1880\text{ MHz}$ ）である。図 3 は、2 つの送受信系を取り扱うデュアルバンド用携帯電話機用の RF 回路に本発明の高周波スイッチモジュールを用いた場合の回路ブロックである。この高周波スイッチモジュールは、ANT に接続された端子から低周波側の第 1 の送受信系（例えば EGSM900）と、高周波側の第 2 の送受信系（例えば EGSM900 のほぼ 2 倍の周波数帯である GSM1800）とを分波するために、ローパスフィルタとハイパスフィルタとから構成された分波器（DP）を有する。

分波器（DP）のローパスフィルタ側の後段には、第 1 の送受信系（EGSM900）の送信回路（EGSM900 TX）と分波器とを接続する経路と、第 1 の送受信系の

受信回路（EGSM900 RX）と分波器とを接続する経路とを切り換える第 1 の高周波スイッチ SW1 を有する。また分波器のハイパスフィルタ側の後段には、第 2 の送受信系の受信回路（GSM1800 RX）と分波器とを接続する経路と、第 2 の送受信系の送信回路（GSM1800 TX）と分波器とを接続する経路とを切り換える第 2 の高周波スイッチ SW2 を有する。それぞれの高周波スイッチ SW1、SW2 と送信回路との間にはローパスフィルタ fe1, fg1 が配置されており、高周波スイッチと受信回路との間には SAW フィルタ fe2, fg2 が配置されており、第 1 の高周波スイッチ SW1 と SAW フィルタ fe2 との間には位相補正回路 LG4 が配置されており、第 2 の高周波スイッチ SW2 と SAW フィルタ fg2 との間に 10 は位相補正回路 LD4 が配置されている。

図 4 は、上記デュアルバンド携帯電話機に用いる高周波スイッチモジュールの等価回路の一例を示す。図 4 の破線の外側のコンデンサ C は外付け部品として回路基板上等に配置されるが、この外付け部品を後述する積層体内に形成しても、積層体上に搭載しても良い。

アンテナ ANT に接続された分波器 DP は、2 つの直列共振回路を有し、伝送線路 LF2 とコンデンサ CF1 で一つのノッチ回路を構成し、伝送線路 LF3 とコンデンサ CF3 でもう一つのノッチ回路を構成している。一方のノッチ回路はアンテナ ANT の後段にローパスフィルタとして機能する伝送線路 LF1 と接続しており、伝送線路 LF1 の後段で、伝送線路 LF1 の一端とグランドとの間に配置される。

もう一方のノッチ回路は、アンテナ ANT の後段にハイパスフィルタとして機能するコンデンサ CF2 と接続し、コンデンサ CF2 の後段で、コンデンサ CF2 の一端とグランドとの間に配置される。ハイパスフィルタ特性を向上するため 25 に、コンデンサ CF2 と直列にコンデンサ CF4 が接続している。コンデンサ CF4 は、第 2 の高周波スイッチ SW2 の DC カット用コンデンサとしても機能する。この構成により、分波器 DP において所望の周波数帯で広帯域な挿入損失特性を示し、不要な周波数帯で急峻な減衰特性を発現でき、分波特性に優れた分波器が得られる。

第 1 の高周波スイッチ SW1 は送信回路 EGSM900 TX と受信回路 EGSM900

RX とを切り換える。高周波スイッチ SW1 は、2 つのダイオード DG1、DG2 と、2 つの伝送線路 LG2、LG3 とを主構成とし、ダイオード DG1 のアノードはアンテナ ANT に接続し、カソードは送信回路 EGSM900 TX が接続している。またダイオード DG1 のカソードに接地された伝送線路 LG2 が接続している。

- 5 アンテナ ANT と受信回路 EGSM900 RX との間に伝送線路 LG3 が接続されている。伝送線路 LG3 の受信側にダイオード DG2 のカソードが接続されており、ダイオード DG2 のアノードとグランドとの間にコンデンサ CG4 が接続されており、それらの間にダイオード制御用の電圧端子 VC1 が抵抗 R を介して配置されている。
- 10 送信系（送信回路 EGSM900 TX 側）では、第 1 の高周波スイッチ SW1 のダイオード DG1 と伝送線路 LG2 との間に、伝送線路 LG1 及びコンデンサ CG1、CG2、CG3 からなるローパスフィルタ fe1 が挿入されている。ローパスフィルタ fe1 は送信 EGSM900 TX と伝送線路 LG2 との間に配置してもよい。ダイオード DG2 のカソード側には位相補正回路 LG4 を介して SAW フィルタ fe2 が接続している。第 1 の高周波スイッチ SW1 と分波器 DP の伝送線路 LF1 との間には DC カット用コンデンサ C1 が配置されている。
- 15

- 第 2 の高周波スイッチ SW2 は送信回路 GSM1800 TX と受信回路 GSM1800 RX とを切り換えるものであり、2 つのダイオード DD1、DD2 と 2 つの伝送線路 LD2、LD3 とを主構成とする。ダイオード DD1 のアノードはアンテナ ANT 側に接続し、カソードは送信回路 GSM1800 TX 側に接続している。またダイオード DD1 のカソードに接地された伝送線路 LD2 が接続している。アンテナ ANT と受信回路 GSM1800 RX との間に伝送線路 LD3 が接続され、その受信側にダイオード DD2 のカソードが接続され、ダイオード DD2 のアノードとグランドとの間にコンデンサ CD4 が接続され、それらの間に抵抗 R を介してダイオード制御用の電圧端子 VC2 が配置されている。
- 20
- 25

送信系（送信回路 GSM1800 TX 側）において、高周波スイッチ SW のダイオード DD1 と伝送線路 LD2 との間に、伝送線路 LD1 とコンデンサ CD1、CD2、CD3 からなるローパスフィルタ fg1 が挿入されている。ローパスフィルタ fg1 は送信回路 TX と伝送線路 LD2 との間に配置してもよい。ダイオード DD2 の

カソード側には SAW フィルタ fg2 が位相補正回路 LD4 を介して接続されている。

この高周波スイッチモジュールの動作ロジックは表 2 に示す通りである。例えば、この高周波スイッチモジュールで GSM1800 の送信信号をアンテナ ANT 5 に送る場合、第 2 の高周波スイッチ SW2 を切り替えるための電圧コントロール回路 VC2 から正の電圧を与えることにより、ダイオード DD1 及び DD2 を ON 状態とする。ON 状態になったダイオード DD2 は低インピーダンスを有するため、伝送線路 LD3 が高周波的に接地され、また位相補正回路 LD4 を構成する伝送線路により共通端 IP1 から受信回路 GSM1800 RX 側を見た送信周波数での 10 インピーダンスが高くなり、受信回路 GSM1800 RX 側には高周波信号（送信信号）は現れない。またダイオード DD1 は ON 状態になり、低インピーダンスとなるので、送信回路 GSM1800 TX から来る高周波信号は分波器 DP を通過し、アンテナ ANT から GSM1800 TX の送信信号として放射される。

15

表 2

モード	VC1	VC2	DG1	DG2	DD1	DD2
EGSM900 TX	High	Low	ON	ON	OFF	OFF
EGSM900 RX	Low	Low	OFF	OFF	OFF	OFF
GSM1800 TX	Low	High	OFF	OFF	ON	ON
GSM1800 RX	Low	Low	OFF	OFF	OFF	OFF

本実施態様においては、SAW フィルタ fe2、fg2 は不平衡出力型であるが、携帯電話機の受信回路において、SAW フィルタの後段に平衡信号入力の低雑音增幅器 LNA を配置する場合、SAW フィルタを平衡出力の SAW フィルタとしても 20 良い。また電気的特性の改善のため SAW フィルタの平衡出力間にインダクタを並列に配置するのが好ましく、そのインダクタを積層体上にチップインダクタとして搭載したり、積層体内に他の伝送線路と同様に配置しても良い。

図 4 に示す等価回路を有する高周波スイッチモジュールの内部構造の一例を

図 5 に示す。また図 6 は SAW フィルタ及びダイオードを実装した高周波スイッチモジュールを示す。この高周波スイッチモジュールは、分波器 DP、ローパスフィルタ fe1, fg1、及び高周波スイッチ SW1, SW2 を構成する伝送線路を積層体内に有し、ダイオード、チップコンデンサ、SAW フィルタ fe2, fg2、及びチップ抵抗をその積層体上に搭載して、全体としてワンチップ化している。

高周波スイッチモジュールの積層体は、低温焼成が可能なセラミック誘電体のグリーンシート上に Ag を主体とする導電ペーストを印刷して、所望の電極パターンを形成し、電極パターンを有する複数のグリーンシートを適宜一体的に積層し、焼結することにより形成する。

低温焼成が可能なセラミック誘電体材料としては、例えば  $\text{Al}_2\text{O}_3$  を主成分とし、 $\text{SiO}_2$ 、 $\text{SrO}$ 、 $\text{CaO}$ 、 $\text{PbO}$ 、 $\text{Na}_2\text{O}$  及び  $\text{K}_2\text{O}$  の少なくとも 1 種を副成分として含む低温焼結誘電体セラミック組成物、 $\text{Al}_2\text{O}_3$  を主成分とし、 $\text{MgO}$ 、 $\text{SiO}_2$  及び  $\text{GdO}$  の少なくとも 1 種を副成分として含む低温焼結誘電体セラミック組成物等の誘電体材料や、 $\text{Bi}_2\text{O}_3$ 、 $\text{Y}_2\text{O}_3$ 、 $\text{CaCO}_3$ 、 $\text{Fe}_2\text{O}_3$ 、 $\text{In}_2\text{O}_3$  及び  $\text{V}_2\text{O}_5$  の少なくとも 1 種を含む磁性セラミック材料がある。これらのセラミック誘電体材料の出発原料をボールミルにより湿式混合し、得られたスラリーを乾燥した後、700°C～850°C の温度で仮焼し、粉碎乾燥してセラミック粉末を形成する。このセラミック粉末に有機バインダー、可塑剤及び有機溶剤をボールミルにより混合し、脱泡機で粘度を調整した後、ドクターブレード、パイプドクター等公知のシート成形方法により、30～250 μm のセラミックグリーンシートを形成する。

各グリーンシートに伝送線路やコンデンサ、接続線路を構成する電極パターンを Cu や Ag 等の導電性ペーストにより印刷し、電極パターン間を接続するビアホールを形成する。得られた電極パターン付きグリーンシートを重ね合わせ、80°C の温度及び 12 MPa の圧力で熱圧着して積層体とする。積層体を所定の大きさ及び形状にダイシングソー、鋼刃等で切断し、900°C～1000°C で 2～8 時間焼結する。このようにして、例えば 6.7 mm×5.0 mm×0.6 mm のサイズの積層体を得る。

積層体の内部構造を以下積層順に従って説明する。まず最下層のグリーンシート 14 の裏面には、グランド電極と端子電極が形成されている。グリーンシート

ト 14 の表面には、グランド電極がほぼ全面に形成され、電極パターン間を適宜接続するように直径 0.05~0.2 mm のビアホール（図中黒丸で表示）が形成されている。これらのビアホールには Ag や Cu 等の導体が充填されている。

グリーンシート 13 には、分波器及びローパスフィルタを構成するとともに接地されたコンデンサが形成されており、グリーンシート 12 及び 11 にはグランド電極 GND 及びローパスフィルタ LPF を構成するコンデンサが形成されている。グリーンシート 6~10 には、高周波スイッチ、分波器及びローパスフィルタを構成する伝送線路と、位相補正回路としての伝送線路 LD4 が形成されている。

グリーンシート 3~5 にはグランド電極と、分波器のコンデンサ及び高周波スイッチのグランドに接続されたコンデンサが形成されている。

グリーンシート 2 には、最上部のグリーンシート 1 に形成された搭載素子接続用のランドとの配線パターンとともに、位相補正回路を構成する伝送線路 LD4 が形成されている。伝送線路 LD4 は、積層体に搭載された SAW フィルタ fg2 と接続している。

積層体の上面には、搭載素子接続用のランドとともに金属ケースを接続するためのランドが形成されている。積層体の上面には 4 つのダイオード、2 つの SAW フィルタ、チップ抵抗及びチップコンデンサが搭載されており、Ni クラッド材からなる金属ケースを被せた後、半田付けして、本発明の高周波スイッチモジュールが得られる。前記チップコンデンサのうち LG4 を位相補正回路としている。なお図 6 では部品搭載の状態がわかるように、金属ケースは図示されていない。

上記実施態様においては、SAW フィルタとして、素子を金属ケースに封止した単体デバイス、いわゆる管封止パッケージ型 SAW フィルタを用いているが、積層体の少なくとも一面に SAW フィルタを構成するベアチップをボンディング実装しても良く、積層体の一部に凹部（Cavity）を形成して、この凹部に SAW フィルタを配置してもよい。SAW フィルタを裸状態で実装する場合には、金属ケースで封止するとともに、必要に応じてアルゴンガスや窒素ガスで SAW フィルタの周囲を不活性雰囲気とすればよい。

5 このようにして作成した高周波スイッチモジュールの GSM1800 TX-アンテナ ANT 間の挿入損失特性を評価した。また比較例として、伝送線路 LD4 を形成せずに、単にビアホールで高周波スイッチと SAW フィルタとを接続した高周波スイッチモジュールを作製した。図 15(a) は本発明の高周波スイッチモジュールの GSM1800 TX-アンテナ ANT 間の挿入損失特性を示し、図 15(b) は従来の高周波スイッチモジュールの GSM1800 TX-アンテナ ANT 間の挿入損失特性を示す。

10 本発明によれば、挿入損失特性におけるディップの位置を GSM1800 送信周波数から十分に離間した低周波側に移動させることができる。また従来の高周波スイッチモジュールに比べ、約 0.8 dB だけ損失を改善することができた。また受信の挿入損失は、従来のものと比べて同等の受信信号帯域で最大 3.2 dB の結果を得た。

15 上記実施態様においては、GSM1800 側の第 2 の高周波スイッチ SW2 と SAW フィルタ fg2 間に位相補正回路 LD4 が配置されているが、EGSM900 側の第 1 の高周波スイッチ SW1 と SAW フィルタ fe2 間に位相補正回路 LD4 を適宜配置してもよく、位相補正回路 LD4 としてチップインダクタを用いても同様の結果が得られる。また位相補正回路 LD4 としてコンデンサを用いる場合では、前記ディップを高周波側へ移動させることができるので、この場合も同様に送信信号の挿入損失特性を効果的に改善することができる。

20 [2] 高周波スイッチモジュールの平衡出力化の第一の態様

図 16 に示す回路を有し、单一の多元接続方式で 2 つの異なる通信方式を扱う高周波スイッチモジュールを、第 1 の送受信系を EGSM900 (送信周波数 880 ~ 915 MHz、受信周波数 925~960 MHz)、第 2 の送受信系を GSM1800 (送信周波数 1710~1785 MHz、受信周波数 1805~1880 MHz) として、以下詳細に説明する。

この高周波スイッチモジュールは、分波器 DP と、この分波器 DP から来る受信信号の受信回路への信号経路と送信回路から来る送信信号の分波器 DP への信号経路を切換える 2 つの高周波スイッチ SW1, SW2 と、ローパスフィルタ fe1, fg1 と、RF 段間フィルタとして不平衡入力-平衡出力型で平衡-不平衡変

換回路の機能を具備する SAW フィルタ fe2, fg2 を具備する。分波器 DP、複数の高周波スイッチ SW1, SW2 及び SAW フィルタ fe2, fg2 は、複数の誘電体層からなる積層体内に一体的に内蔵されており、積層体の外表面には受信回路 EGSM900 RX, GSM1800 RX と接続する平衡端子が設けられている。図 17 は、

5 図 16 に示す回路を有する高周波スイッチモジュールの等価回路の一例である。

分波器 DP は複数のフィルタ回路からなり、伝送線路及びコンデンサで構成されている。分波器 DP は、EGSM900 の送受信信号を通過させるが GSM1800 の送受信信号を減衰させる第 1 のフィルタ回路と、GSM1800 の送受信信号を通過させるが EGSM900 の送受信信号を減衰させる第 2 のフィルタ回路とを具備する。

この実施態様では、第 1 のフィルタ回路は伝送線路 LF1 及びコンデンサ CF1 が並列接続され、グランドとの間にコンデンサ CF3 が接続されたローパスフィルタである。第 2 のフィルタ回路は伝送線路 LF2 及びコンデンサ CF2 が並列接続され、グランドとの間に伝送線路 LF3 が配置され、伝送線路 LF2 及びコンデ

15 ヌンサ CF2 にコンデンサ CF4 が直列に接続されたハイパスフィルタである。この

ような構成により、第 1 の送受信系である EGSM900 と第 2 の送受信系である

GSM1800 の受信信号を分波することができ、第 1 の送受信系 EGSM900 の送

信信号はアンテナ ANT へ導かれ、第 2 の送受信系 GSM1800 の送信信号も第 2

の送受信系 GSM1800 の送受信回路へ実質的に回り込むことなくアンテナ ANT

20 へ導かれ、第 1 の送受信系 EGSM900 の送受信回路へ実質的に回り込むことが

ない。本発明において、分波器 DP は上記構成の他に、バンドパスフィルタ、

バンドエリミネーションフィルタ、ローパスフィルタ、ハイパスフィルタを前

記のように機能するように適宜組み合わせても良い。

本実施態様では、伝送線路 LF3 により、アンテナから来る静電気(Electrostatic

25 discharge) をグランドへ逃がすことができ、ダイオードや SAW フィルタの静電破壊を防止している。

分波器 DP の伝送線路 LF1, LF2, LF3 及びコンデンサ CF1, CF2, CF3, CF4 は積層体に内蔵されているが、その一部をチップインダクタやチップコンデンサで構成して、積層体の外表面に実装してもよい。

スイッチ回路 SW1, SW2 は、分波器 DP を構成する第 1 及び第 2 のフィルタ回路の後段に配置されている。送信回路 EGSM900 TX と受信回路 EGSM900 RX とを切り替える第 1 の高周波スイッチ SW1 と、送信回路 GSM1800 TX と受信回路 GSM1800 RX とを切り替える第 2 の高周波スイッチ SW2 は、それぞれ  
5 ダイオードと伝送線路を主構成とする。

送信回路 EGSM900 TX と受信回路 EGSM900 RX とを切り換えるための第 1 の高周波スイッチ SW1 は、2 つのダイオード DG1、DG2 及び 2 つの伝送線路 LG1、LG2 を主構成とする。ダイオード DG1 は EGSM900 の送受信信号の入出力端 IP2 と EGSM900 TX との間に配置され、ダイオード DG1 のアノードは  
10 入出力端 IP2 に接続し、ダイオード DG1 のカソードとグランドとの間に伝送線路 LG1 が接続されている。入出力端 IP2 と EGSM900 RX との間に伝送線路 LG2 が接続し、伝送線路 LG2 の一端 (EGSM900 RX 側) にダイオード DG2 のカソードが接続し、ダイオード DG2 のアノードとグランドとの間にコンデンサ CG6 が接続し、前記アノードとコントロール回路 VC1 との間に抵抗 RG が  
15 接続している。

伝送線路 LG1 及び LG2 はそれぞれの共振周波数が EGSM900 の送信信号の周波数帯域内となる線路長を有する。第 1 のフィルタ回路と EGSM900 TX との間に挿入されるローパスフィルタ fe1 は、伝送線路とコンデンサにより構成されている。図 17 の等価回路においては、伝送線路 LG3 及びコンデンサ CG3、  
20 CG4、CG7 により構成された  $\pi$  型のローパスフィルタはダイオード DG1 と伝送線路 LG1 との間に配置されている。ローパスフィルタ fe1 は高周波スイッチ SW1 を構成する素子間に複合的に構成されているが、高周波スイッチ SW1 の後段又は前段にローパスフィルタ fe1 を配置しても良い。伝送線路 LG3 及びコンデンサ CG3、CG4、CG7 は複数の誘電体層からなる積層体に内蔵されている。

25 高周波スイッチ SW1 の 2 つのダイオード DG1、DG2 は、積層体の外表面に搭載されている。伝送線路 LG1、LG2 及びコンデンサ CG1、CG2、CG6 は複数の誘電体層からなる積層体に内蔵されている。コントロール端子 VC1 と接続する抵抗 RG は積層体に内蔵しても、積層体上に印刷しても、あるいはチップ抵抗として積層体上に搭載しても良い。

伝送線路 LG1 及びコンデンサ CG1、CG2、CG6 はチップインダクタ及びチップコンデンサとして積層体の外表面に搭載しても良く、またコンデンサ CG2 は高周波スイッチモジュールを搭載する回路基板にチップコンデンサとして配置しても良い。

- 5 GSM1800 の受信回路 GSM1800 RX と送信回路 GSM1800 TX を切り換えるための第 2 の高周波スイッチ SW2 は、2 つのダイオード DP1、DP2 及び 2 つの伝送線路 LP1、LP2 を主構成とする。ダイオード DP1 は GSM1800 の送受信信号の入出力端 IP1 と GSM1800 TX との間に配置され、ダイオード DP1 のアノードは入出力端 IP1 に接続し、ダイオード DP1 のカソードとグランドとの間に伝送線路 LP1 が接続されている。入出力端 IP1 と RX2 との間には伝送線路 LP2 が接続し、その RX2 側の伝送線路 LP2 の一端にカソードが接続されたダイオード DP2 が配置し、そのアノードとグランドとの間にコンデンサ CP6 が接続し、前記アノードとコントロール回路 VC2 との間に抵抗 RP が接続している。
- 10 15 伝送線路 LP1 及び伝送線路 LP2 はそれぞれの共振周波数が GSM1800 の送信信号の周波数帯域内となるような線路長を有する。第 2 のフィルタ回路と GSM1800 TX との間に配置されたローパスフィルタ fg1 は、伝送線路及びコンデンサにより構成されている。図 17 に示す等価回路図では、伝送線路 LP3 及びコンデンサ CP3、CP4、CP7 により構成された  $\pi$  型のローパスフィルタは、20 ダイオード DP1 と伝送線路 LP1 との間に配置されている。ローパスフィルタ fg1 はスイッチ回路 3 を構成する素子間に複合的に構成されているが、高周波スイッチ SW2 の後段又は前段にローパスフィルタ fg1 を配置されても良い。伝送線路 LP3 及びコンデンサ CP3、CP4、CP7 は複数の誘電体層からなる積層体に内蔵されている。
- 25 25 高周波スイッチ SW2 の 2 つのダイオード DP1、DP2 は、積層体の外表面に搭載されている。伝送線路 LP1、LP2 及びコンデンサ CP2、CP6 は複数の誘電体層からなる積層体に内蔵されている。コントロール端子 VC2 と接続する抵抗 RP は積層体に内蔵しても、積層体上に印刷しても、あるいはチップ抵抗として積層体上に搭載しても良い。

伝送線路 LP1 及びコンデンサ CP2、CP6 はチップインダクタやチップコンデンサとして積層体の外表面に搭載しても良いし、またコンデンサ CP2 は高周波スイッチモジュールが搭載される回路基板にチップコンデンサとして配置しても良い。

5 高周波スイッチ回路 SW1、SW2 の後段に配置された SAW フィルタ fe2、fg2 は、EGSM900 の受信信号、GSM1800 の受信信号以外の不要な周波数成分、高調波を除去する機能を有し、積層体上に配置されている。SAW フィルタ fe2、fg2 として、弾性表面波素子をセラミックパッケージに封止した面実装型 SAW フィルタを用いても、積層体に凹部（Cavity）を設けて弾性表面波素子を裸状態でボンディング実装しても良い。SAW フィルタ fe2、fg2 は、不平衡入力・平衡出力型の SAW フィルタであり、このような平衡ー不平衡変換機能を具備する SAW フィルタを LNA 等の入力インピーダンスや出力インピーダンスに合わせて選択し、平衡ー不平衡変換回路として機能させたので、EGSM900 と GSM1800 の受信信号の平衡出力端子を具備した 6750 サイズの小型かつ高性能の高周波スイッチモジュールを構成することができる。

本発明の高周波スイッチモジュールにおいて EGSM900 方式の送信信号を送信する場合、電圧端子 VC1 に正の制御電圧を印加し、電圧端子 VC2 に 0 V の制御電圧を印加する。電圧端子 VC1 から印加された正の電圧は、コンデンサ CG1、CG2、CG3、CG4、CG6、CG7 及び SAW フィルタ fe2 により直流分がカットされ、ダイオード DG1 及びダイオード DG2 を ON 状態にする。SAW フィルタ fe2 はその電極構造により直流を流さない。ダイオード DG1 が ON 状態になると、送信回路 EGSM900 TX と分波器 DP との間のインピーダンスが低くなる。一方、ON 状態になったダイオード DG2 及びコンデンサ CG6 により、伝送線路 LG2 が高周波的に接地されることにより共振し、入出力端 IP2 から受信回路 EGSM900 RX 側を見た場合のインピーダンスが非常に大きくなる。その結果、EGSM900 方式の送信信号は受信回路 EGSM900 RX に漏洩することなく分波器 DP へ伝送され、アンテナ ANT から送信される。またダイオード DP1 及び DP2 は電圧端子 VC2 から印加された 0 V の電圧により OFF 状態になる。OFF 状態になったダイオード DP1 はインピーダンスが高いので、送信回路

GSM1800 TX から来る漏洩信号は遮断され、アンテナ ANT から送信されない。

EGSM900 の受信信号を受信する場合、電圧端子 VC1 及び VC2 に 0 V の電圧を印加する。その結果、ダイオード DG1 及び DG2 は OFF 状態になる。またダイオード DP1 及びダイオード DP2 も OFF 状態になる。ダイオード DG1 が 5 OFF 状態になることにより、送信回路 EGSM900 TX と分波器 DP の間はインピーダンスが高くなり接続されない。また OFF 状態になったダイオード DG2 により、伝送線路 LG2、SAW フィルタ fe2 及び平衡一不平衡変換トランスを介して、分波器と受信回路 EGSM900 RX とは接続され、受信信号が平衡出力される。

10 GSM1800 方式の送信信号を送信する場合、電圧端子 VC1 に 0 V の電圧を印加し、電圧端子 VC2 に正の電圧を印加する。電圧端子 VC2 から印加された正の電圧は、コンデンサ CP2、CP3、CP4、CP6、CP7 及び SAW フィルタ fg2 により直流分がカットされ、ダイオード DP1 及び DP2 は ON 状態になる。SAW フィルタはその電極構造により直流を流さない。ダイオード DP1 が ON 状態になると、送信回路 GSM1800 TX と分波器 DP との間のインピーダンスが低くなる。一方、ON 状態になったダイオード DP2 及びコンデンサ CP6 により、伝送線路 LP2 が高周波的に接地されることにより共振し、入出力端 IP1 から受信回路 GSM1800 RX 側を見た場合のインピーダンスは非常に大きくなる。その結果、GSM1800 方式の送信信号は受信回路 GSM1800 RX に漏洩することなく分波器 15 へ伝送され、アンテナから送信される。またダイオード DG1 及び DG2 は電圧端子 VC1 から印加された 0 V の電圧により OFF 状態になる。OFF 状態になったダイオード DG1 はインピーダンスが高いので、送信回路 EGSM900 TX から来る漏洩信号は遮断され、アンテナ ANT から送信されない。

20 GSM1800 方式の受信信号を受信する場合、電圧端子 VC1 及び VC2 に 0 V の電圧が印加され、ダイオード DP1 及び DP2 は OFF 状態になる。またダイオード DG1 及び DG2 も OFF 状態になる。ダイオード DP1 が OFF 状態になると、送信回路 GSM1800 TX と分波器 DP との間はインピーダンスが高くなり接続されない。また OFF 状態になったダイオード DP2 により、伝送線路 LP2、SAW フィルタ fg2、及び平衡一不平衡変換トランスを介して、分波器 DP と受信回路 25

GSM1800 RX とは接続され、受信信号が平衡出力される。

本実施態様において平衡出力される受信信号は振幅平衡度が $\pm 1$  dB 以内であり、位相平衡度が $180 \pm 10$  deg. 以内である。

### [3] 高周波スイッチモジュールの平衡出力化の第二の態様

前記のように、回路素子を少なく構成しようとすれば、平衡ー不平衡変換回路として SAW フィルタを用いるのが好ましいが、フィルタとして必要な比帯域幅や挿入損失等の電気的特性や、平衡ー不平衡変換回路として必要な位相平衡度及び振幅平衡度を確保しながら、所望の入出力インピーダンスを得るように構成することが容易でない場合がある。このような場合、平衡ー不平衡変換回路として平衡ー不平衡変換トランスを用い、これを高周波スイッチモジュールに複合化するのが好ましい。

図 18 は本発明の別の実施態様による高周波スイッチモジュールの回路を示し、図 19 は本発明のその等価回路を示す。平衡ー不平衡変換機能及びインピーダンス変換機能を有する平衡ー不平衡変換トランス BAL1, BAL2 を不平衡ー不平衡型の SAW フィルタ fe2, fg2 の後段に配置する。平衡ー不平衡変換トランス BAL1 は伝送線路 LG4, LG5, LG6 により構成され、平衡ー不平衡変換トランス BAL2 は伝送線路 LP4, LP5, LP6 により構成されている。これらの伝送線路は複数の誘電体層からなる積層体に内蔵されている。

図 20 はこのような高周波スイッチモジュールの平面図であり、図 21 はその斜視図であり、図 22 はその積層体の内部構造を示す。この実施態様では、分波器 DP を構成する第 1 及び第 2 のフィルタ回路、ローパスフィルタ fe1, fg1、高周波スイッチ SW1, SW2 の伝送線路、平衡ー不平衡変換トランス BAL1, BAL2 の伝送線路は積層体内でストリップラインとして構成されており、ダイオードと、SAW フィルタと、高容量値のコンデンサ及び抵抗はチップコンデンサ及びチップ抵抗として積層体上に搭載されている。その結果、ワンチップ化した 6750 サイズの高周波スイッチモジュールが構成される。

この積層体の内部構造を図 22 により説明する。この積層体は、低温焼成が可能なセラミック誘電体材料からなり、厚さが 30~200  $\mu\text{m}$  のグリーンシート上に Ag を主体とする導電ペーストを印刷し、所望の電極パターンを形成し、適宜

積層し、一体焼成することにより構成される。ライン電極の幅は 100~400  $\mu\text{m}$  である。電極パターンは、グランド電極 GND 及び伝送線路を構成するライン電極、コンデンサを構成するコンデンサ電極、回路素子間を電気的に接続する接続線路（回路素子間を接続するための電極）を構成する。積層体に配置された  
5 電極パターンは、スルーホール電極（図中黒丸で示す）及び前記接続電極を介して適宜接続され、第 1 及び第 2 のスイッチ回路 SW1, SW2 用の伝送線路やコンデンサ、分波器の伝送線路やコンデンサ、平衡一不平衡変換トランスの伝送線路やコンデンサを形成している。SAW フィルタのグランド端子は、積層体内に形成されたグランド電極とスルーホールや外部電極等の接続手段により電  
10 気的に接続し、平衡一不平衡変換トランスはスイッチ回路及び分波器とグランド電極を共有している。

また平衡一不平衡変換トランスの入力側にグランドと接続するコンデンサ CG8, CP8 及び平衡端子間にコンデンサ CG5, CP5 が配置されている。限られた面積の積層体内に平衡一不平衡変換トランスの伝送線路を内蔵する場合、必要な長さの伝送線路を形成できず、所望の巻数比が得られない場合や、平衡側の伝送線路 LG5, LG6 及び伝送線路 LP5, LP6 を対称にすることが困難な場合がある。このような場合には、必要な入出力インピーダンス、位相平衡度及び振幅平衡度が得られないため、それらの調整のためコンデンサを付加する。コンデンサは積層体内に内蔵しても良いし、積層体上にチップコンデンサとして搭載しても良い。平衡一不平衡変換トランスのグランドは他の回路部品と共通化している。

本実施態様では、積層体上にダイオード DG1, DG2, DP1, DP2、チップコンデンサ CG1, CG2, CP2、チップ抵抗 RG, RP、及び面実装型 SAW フィルタ fe2, fg2 を搭載する。平衡一不平衡変換回路として、平衡一不平衡変換トランസを積層体に他の回路と一体化すると、各送受信系において、優れた挿入損失特性、アイソレーション特性が得られるとともに、平衡入力型の高周波部品 (LNA) と接続するための平衡出力端子を具備する小型かつ高性能の高周波スイッチモジュールを得ることができる。この場合も、平衡出力される受信信号は、振幅平衡度が  $\pm 1 \text{ dB}$  以内であり、位相平衡度が  $180 \pm 10 \text{ deg.}$  以内である。

平衡－不平衡変換トランスは図 19 に示すトリファイラー型以外にも種々の構成があり、図 23(a) 及び(b) に平衡－不平衡変換トランスの等価回路の他の態様を示す。

例えば図 19において、EGSM900 TX モードで電圧端子 VC1 に正の電圧が与えられた場合、GSM1800 の送受信系に接続する高周波スイッチ SW2 のダイオード DP1、DP2 は無バイアス状態である。ここで何らかの原因で高周波スイッチ SW2 に回り込んだ EGSM900 TX の送信信号がダイオード DP1 に到達すると、ダイオード DP1 が不安定な電位状態のため非線形動作をして、高調波を発生するおそれがある。図 24 に示す高周波スイッチモジュールはかかる高調波の発生を完全に防止するものである。具体的には、図 24 に示す構成の高周波スイッチ SW1, SW2 では、抵抗 R により発生した電圧はこれと逆極性のダイオード DP1 に印可され、ダイオード DP1 は逆バイアスされて安定な電位状態になり、高調波の発生を防止する。

#### [4] 高周波スイッチモジュールの平衡出力化の第三の態様

本実施態様の高周波スイッチモジュールの回路を図 25 に示す。この高周波スイッチモジュールは、单一の多元接続方式で 3 つの異なる通信方式を扱うもので、第 1 の送受信系（例えば EGSM900 送信周波数 880～915 MHz、受信周波数 925～960 MHz）の送信回路と受信回路を切り替える第 1 の高周波スイッチ SW1 と、第 2 及び第 3 の送受信系の送信回路と、第 2 の送受信系（GSM1800 送信周波数 1710～1785 MHz、受信周波数 1805～1880MHz）の受信回路と、第 3 の送受信系（PCS 送信周波数 1850～1910 MHz、受信周波数 1930～1990 MHz）の受信回路とを切り替える第 2 の高周波スイッチ SW2 を具備する。第 2 の送受信系の送信回路と第 3 の送受信系の送信回路は共通化されており、高周波スイッチ SW2 と SAW フィルタ f2 との間に位相補正回路 LD4 が配置されている。SAW フィルタ f2 は不平衡入力－平衡出力型であり、その平衡出力端にインダクタが配置されている。なお高周波スイッチ SW1, SW2 は、本発明者等が先に提案したもの（WO 00/55983）と同じで良いので、説明を省略する。

図 26 は図 25 に示す高周波スイッチモジュールの等価回路を示し、図 27 は高周波スイッチモジュールの外観を示し、図 28 はその積層体の内部構造図を示す。

SAW フィルタ fg2 は、伝送線路により構成された位相補正回路 LD4 を介して高周波スイッチと接続している。SAW フィルタ fe2, fg2 の平衡出力端間にはそれぞれインダクタ LG, LD が並列に接続されている。

インダクタ LG, LD のインダクタンスは、使用される周波数に応じて適宜選定されるが、例えば GSM1800 では 10~30 nH 程度、800 MHz 帯の EGSM900 では 30~60 nH 程度が推奨される。本実施態様では、インダクタ LG, LD をチップインダクタとして積層体上に搭載しているので、チップインダクタを交換すればインダクタンスを微調整できる。インダクタを積層体にミアンダ状、コイル状、スパイラル状等の伝送線路パターンで形成してもよく、また積層体上に前記パターンの少なくとも一部を形成すれば、トリミングによりインダクタンスを微調整でき、インダクタを実装する面積を低減でき、高周波スイッチモジュールを更に小型化できるので好ましい。

SAW フィルタ fe2, fg2 は管封止の SAW フィルタであるが、一つのパッケージに複数の送受信系、例えば EGSM900 用、GSM1800 用の 2 つのフィルタを有する複合型の SAW フィルタとすると、2 つの单体型の SAW フィルタを用いる場合よりも、積層体における実装面積を 30% 程度削減できる。

SAW フィルタを構成する弹性表面波素子を BGA (Ball Grid Array) のベアチップや LGA (Land Grid Array) のベアチップとし、積層体に形成した凹部 (Cavity) に配置し、積層体の伝送線路等とバンプ接続すれば、管封止型の SAW フィルタでのワイヤボンディング用のリード線やモールド樹脂のために寄生のインダクタンスやコンデンサ成分を極めて小さくでき、またフェースダウン実装すれば、積層体の主面を平坦にすることができ、マウンター等による取り扱いが容易となる。その封止は封止金属で気密封止する方法や、封止樹脂による方法がある。

本実施態様によれば図 29~図 33 の周波数特性図に示すように、SAW フィルタの帯域内リップルを 2.0 dB 以下に構成することができ、受信信号の品質劣化を防止することができる。また SAW フィルタの平衡出力端と高周波スイッチモジュールの実装基板との接続用の外部端子との間に配置される伝送線路 LG4、LG5、LP4、LP5 の線路長を適宜調整することにより、平衡出力される受信信

号の振幅平衡度は $\pm 1$  dB 以内となり、位相平衡度は  $180 \pm 10$  deg. 以内となり、6750 サイズの小型の高周波スイッチモジュールが得られる。

本発明を上記実施態様により具体的に説明したが、本発明はそれらに限定されるものではなく、必要に応じて図 34 に示すような高周波スイッチモジュール  
5 や、位相器と SAW フィルタを組み合わせた SAW 分波器を具備する高周波スイッ  
チモジュールにも適応できる。また PA (電力増幅器)、LNA (低雑音増幅器)、  
ミキサ及びアイソレータの少なくとも 1 つを追加しても良い。このように本發  
明は、その思想の範囲内で様々な構成の高周波スイッチ回路に適用可能である  
と理解すべきである。

10

### 産業上の利用可能性

本発明の高周波スイッチモジュールは、高周波スイッチと SAW フィルタ等の  
他の高周波部品とが複合一体化されており、小型でありながら電気的特性に優  
れており、シングルバンド携帯電話機、マルチバンド携帯電話機等の携帯通信  
15 機に利用できる。また平衡一不平衡変換回路（又は平衡一不平衡変換回路及び  
インピーダンス変換回路）を具備すると、携帯電話機等の携帯通信機の RF 回路  
部において、インピーダンスマッチングするためのコンデンサ、インダクタ  
等の付属部品を減じることができ、回路の小型化及び回路配置の融通性の向上  
が得られる。その結果、高周波スイッチモジュールを用いた携帯通信機を更に  
20 小型・軽量化できる。

## 請求の範囲

1. アンテナと送信回路と受信回路との間に接続され、複数のスイッチング素子を具備する高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路と前記受信回路との間に接続された弾性表面波フィルタとを具備し、電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板とする高周波スイッチモジュールにおいて、前記スイッチ回路と前記弾性表面波フィルタとの間に位相補正回路が配置されており、前記高周波スイッチ回路は第 1 のスイッチング素子と、第 1 の伝送線路と、第 1 のコンデンサとを主要素子とし、前記第 1 の伝送線路及び前記第 1 のコンデンサの少なくとも一部は前記積層体の前記電極パターンにより構成されており、前記弾性表面波フィルタは前記積層体上に実装されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
2. 請求項 1 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記高周波スイッチは、前記送信回路と前記アンテナの間に配置された第 1 のスイッチング素子と、前記第 1 のスイッチング素子の送信回路側を接地する第 1 の伝送線路又はインダクタと、前記アンテナと前記受信回路との間に配置された第 2 の伝送線路と、前記第 2 の伝送線路の受信回路側を接地する第 2 のスイッチング素子とを具備し、前記位相補正回路は前記第 2 の伝送線路に直列接続されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
3. 請求項 1 又は 2 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記位相補正回路は伝送線路、インダクタ及びコンデンサから選ばれた少なくとも一つにより構成されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
4. 請求項 3 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記位相補正回路はチップ部品として前記積層体上に実装されているか、前記積層体内に形成されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
5. 請求項 1~4 のいずれかに記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記高周波スイッチ回路と前記受信回路との間に平衡型回路と不平衡型回路とを接続するための平衡一不平衡変換回路が設けられており、前記平衡一不平衡変換回路は不平衡入力・平衡出力の弾性表面波フィルタであることを特徴とする高

周波スイッチモジュール。

6. 請求項 5 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記弹性表面波フィルタは異なる入力インピーダンス及び出力インピーダンスを有し、インピーダンス変換回路として機能することを特徴とする高周波スイッチモジュール。
- 5 7. 請求項 5 又は 6 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記弹性表面波フィルタの平衡出力端の近傍に、前記平衡出力端に並列にインダクタが配置されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
8. 電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板とする高周波スイッチモジュールであつて、送受信系の送信回路と受信回路とを  
10 切り替える高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路の受信系に接続され、平衡型回路と不平衡型回路とを接続する平衡ー不平衡変換回路とを具備し、前記高周波スイッチ回路は第 1 のスイッチング素子と、第 1 の伝送線路と、第 1 のコンデンサとを主要素子とし、前記第 1 の伝送線路及び前記第 1 のコンデンサの少なくとも一部は前記積層体の前記電極パターンにより構成され、前記平  
15 衡ー不平衡変換回路は不平衡入力・平衡出力の弹性表面波フィルタであり、前記積層体上に実装していることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
9. 請求項 8 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記弹性表面波フィルタは異なる入力インピーダンス及び出力インピーダンスを有し、インピーダンス変換回路として機能することを特徴とする高周波スイッチモジュール。
- 20 10. 請求項 8 又は 9 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記弹性表面波フィルタの平衡出力端の近傍に、前記平衡出力端に並列にインダクタが配置されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
11. 請求項 10 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記弹性表面波フィルタと前記弹性表面波フィルタの平衡出力端に並列に配置されたインダクタ  
25 とが前記積層体内に形成した接続線路により接続されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。
12. 請求項 10 又は 11 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、弹性表面波フィルタの平衡出力端に対して並列に配置されたインダクタがチップインダクタであり、前記積層体上に実装していることを特徴とする高周波スイッチ

モジュール。

13. 請求項 10 又は 11 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、弹性表面波フィルタの平衡出力端に対して並列に配置されたインダクタがコイル形状、

ミアンダ形状又はスパイラル形状の伝送線路からなり、前記積層体内に形成さ

れれていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。

14. 電極パターンを有する複数の誘電体層により構成された積層体を多層基板

とする高周波スイッチモジュールであって、送受信系の送信回路と受信回路と

を切り替える高周波スイッチ回路と、前記高周波スイッチ回路の受信系に接続された弹性表面波フィルタと、前記弹性表面波フィルタに接続された平衡一不

平衡変換回路とを具備し、前記高周波スイッチ回路はスイッチング素子と、第 1

の伝送線路と、第 1 のコンデンサとを主要素子とし、前記第 1 の伝送線路及び

前記第 1 のコンデンサの少なくとも一部は前記積層体の前記電極パターンにより構成され、前記平衡一不平衡変換回路は平衡一不平衡変換トランスであり、

前記平衡一不平衡変換トランスは第 2 の伝送線路を主要素子とし、前記第 2 の

伝送線路は前記積層体の前記電極パターンにより形成されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。

15. 請求項 14 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記高周波スイッ

チ回路と前記弹性表面波フィルタとの間に位相補正回路を具備することを特徴

とする高周波スイッチモジュール。

20 16. 請求項 15 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記位相補正回路

は前記電極パターンにより形成された伝送線路又はコンデンサにより構成され

ていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。

17. 請求項 15 又は 16 に記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前記位相

補正回路は前記積層体上に実装されたチップインダクタ又はチップコンデンサ

25 により構成されていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。

18. 請求項 1~17 のいずれかに記載の高周波スイッチモジュールにおいて、前

記積層体は、対向する主面と両主面間を連結する側面とを有し、前記弹性表面

波フィルタはベアチップとして少なくとも一方の主面にフェースダウン実装さ

れていることを特徴とする高周波スイッチモジュール。

図1

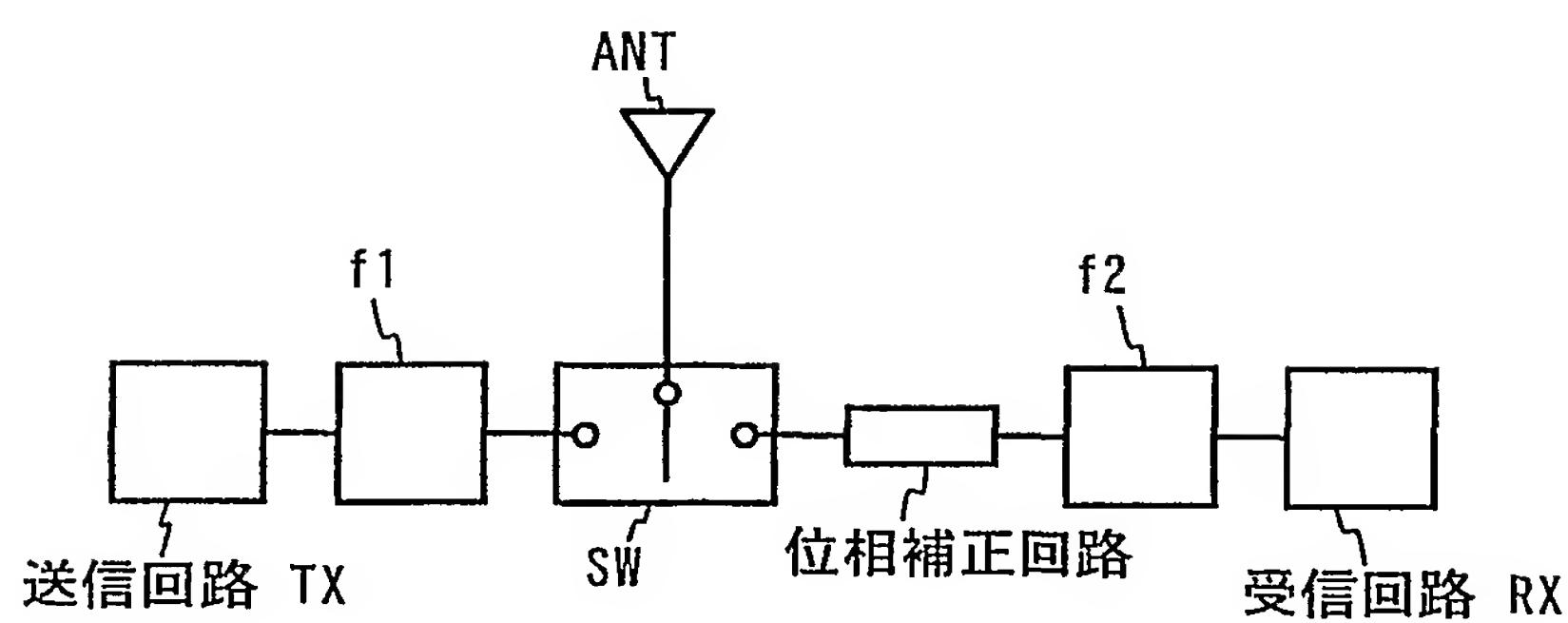


図2

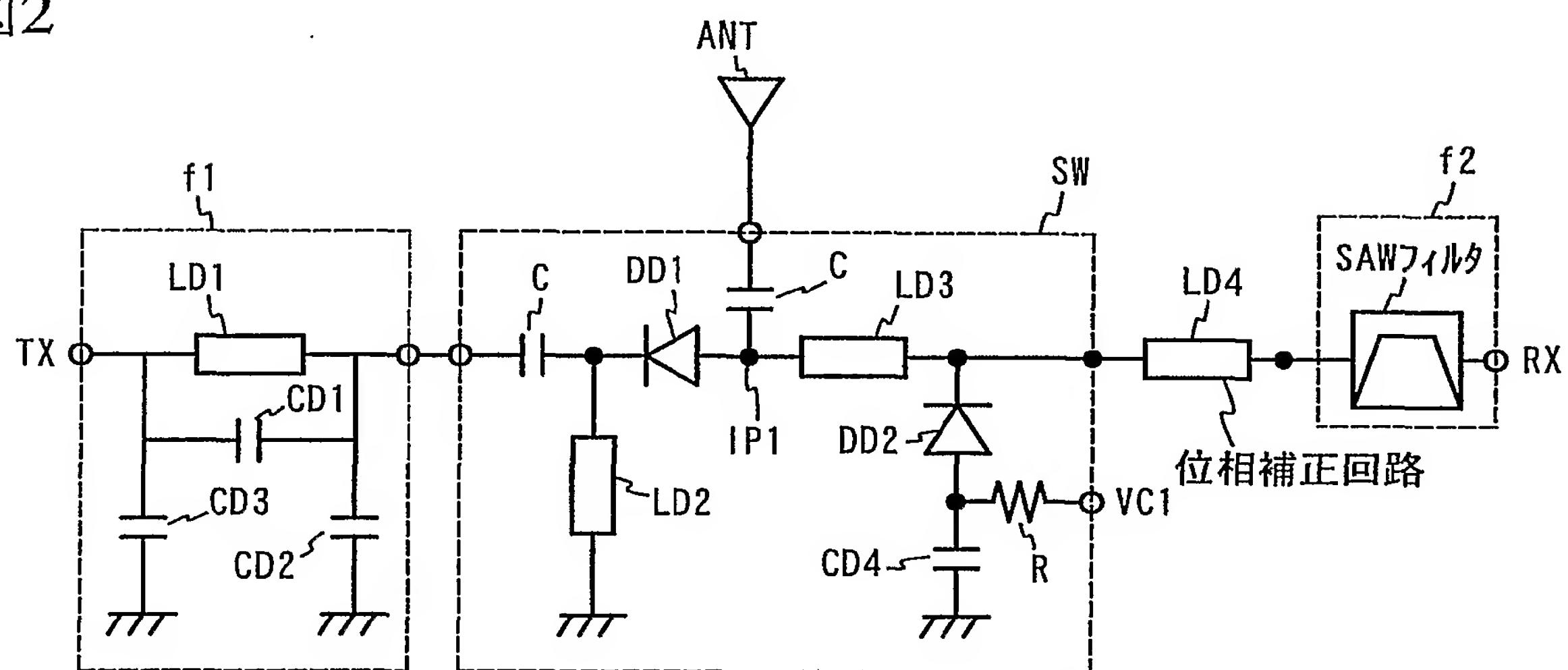


図3

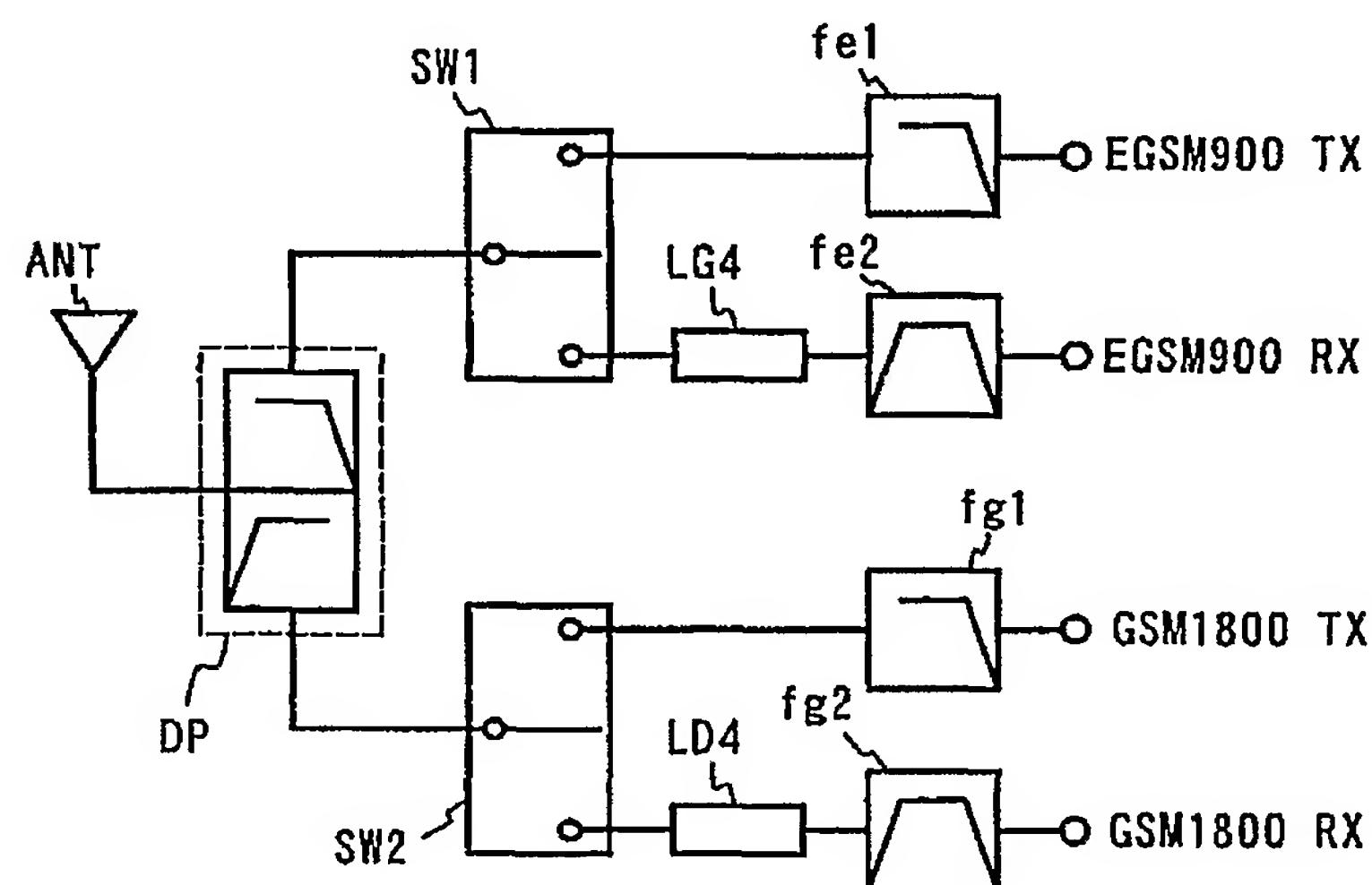


図4

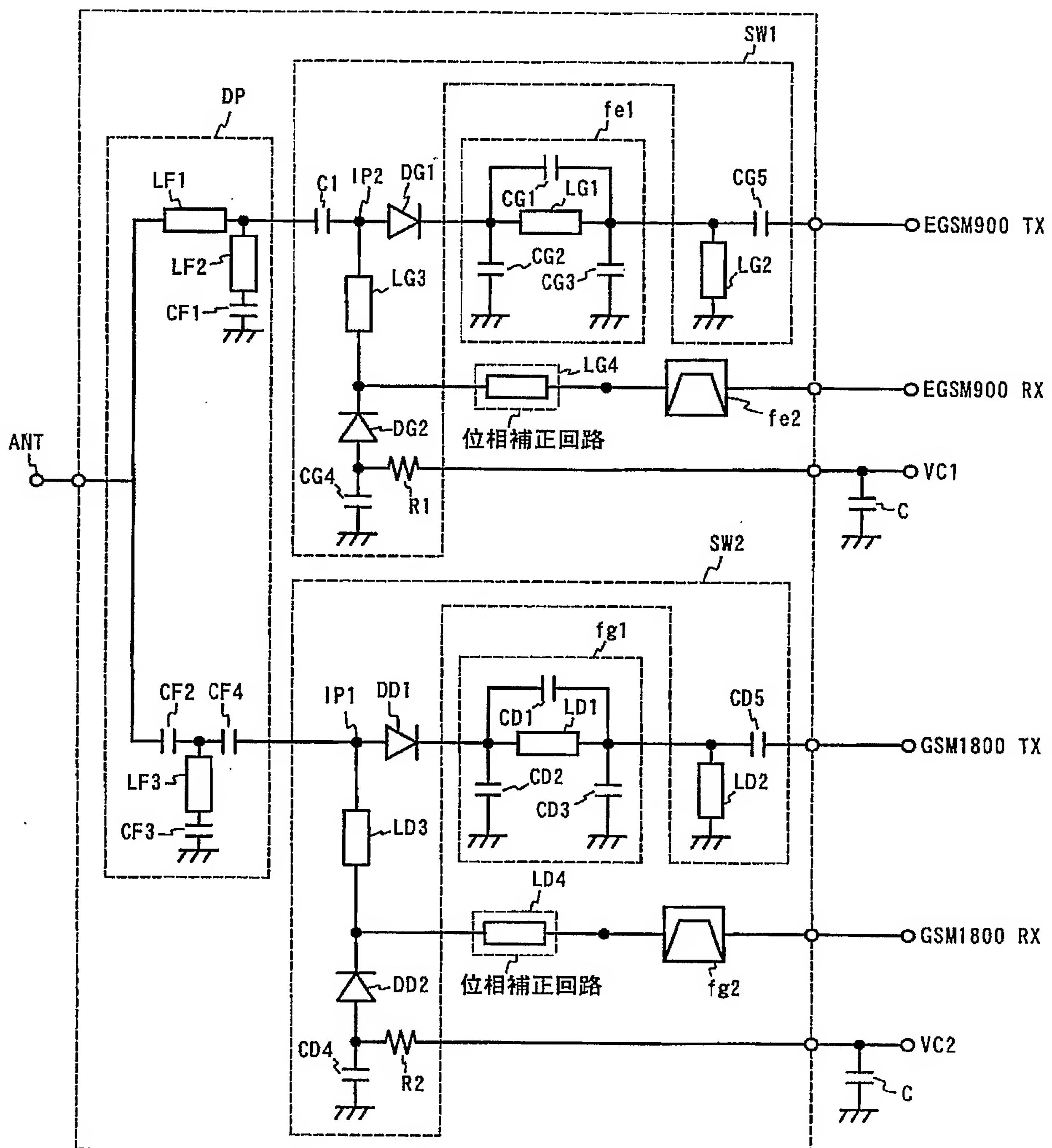


図5

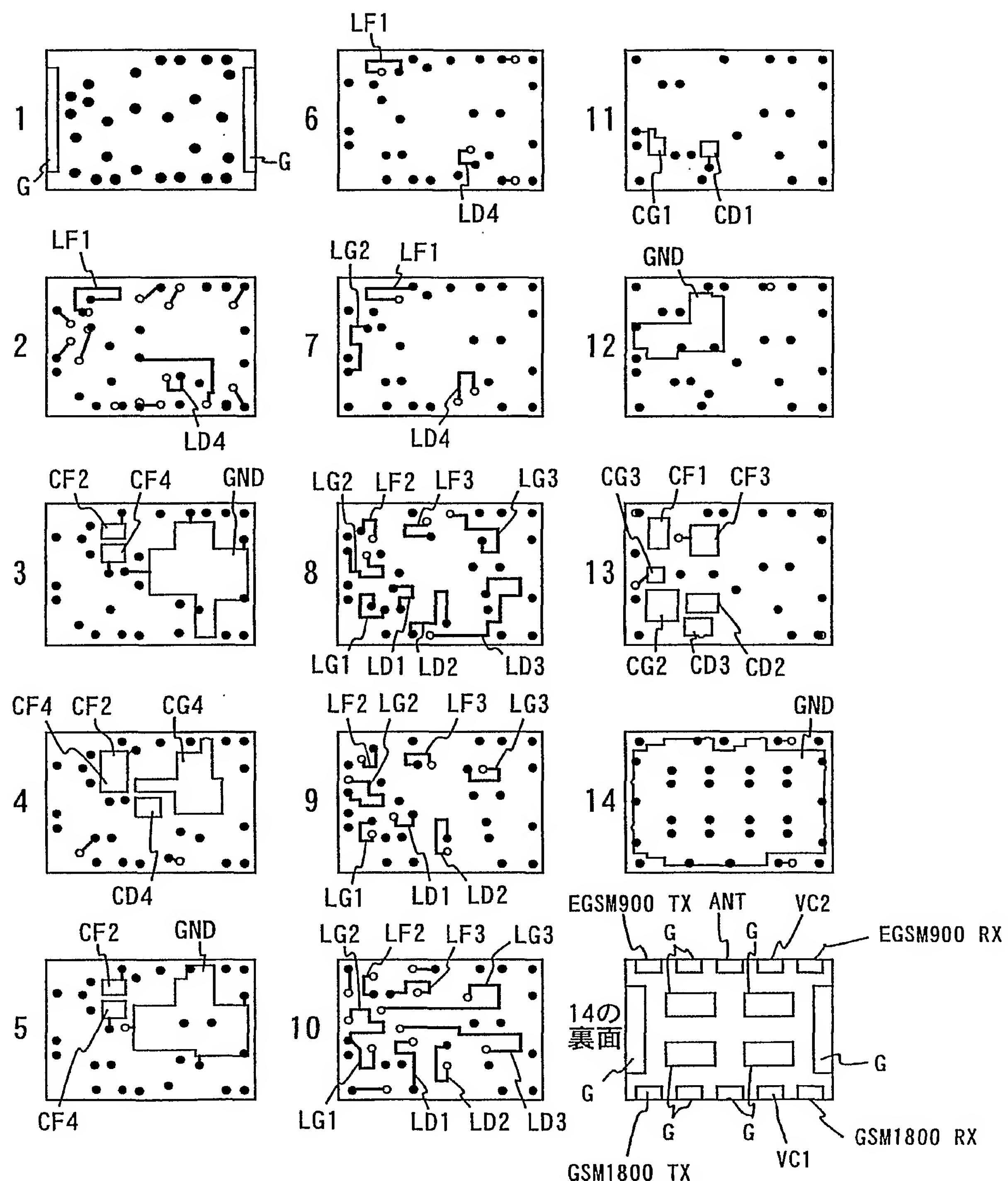


図6

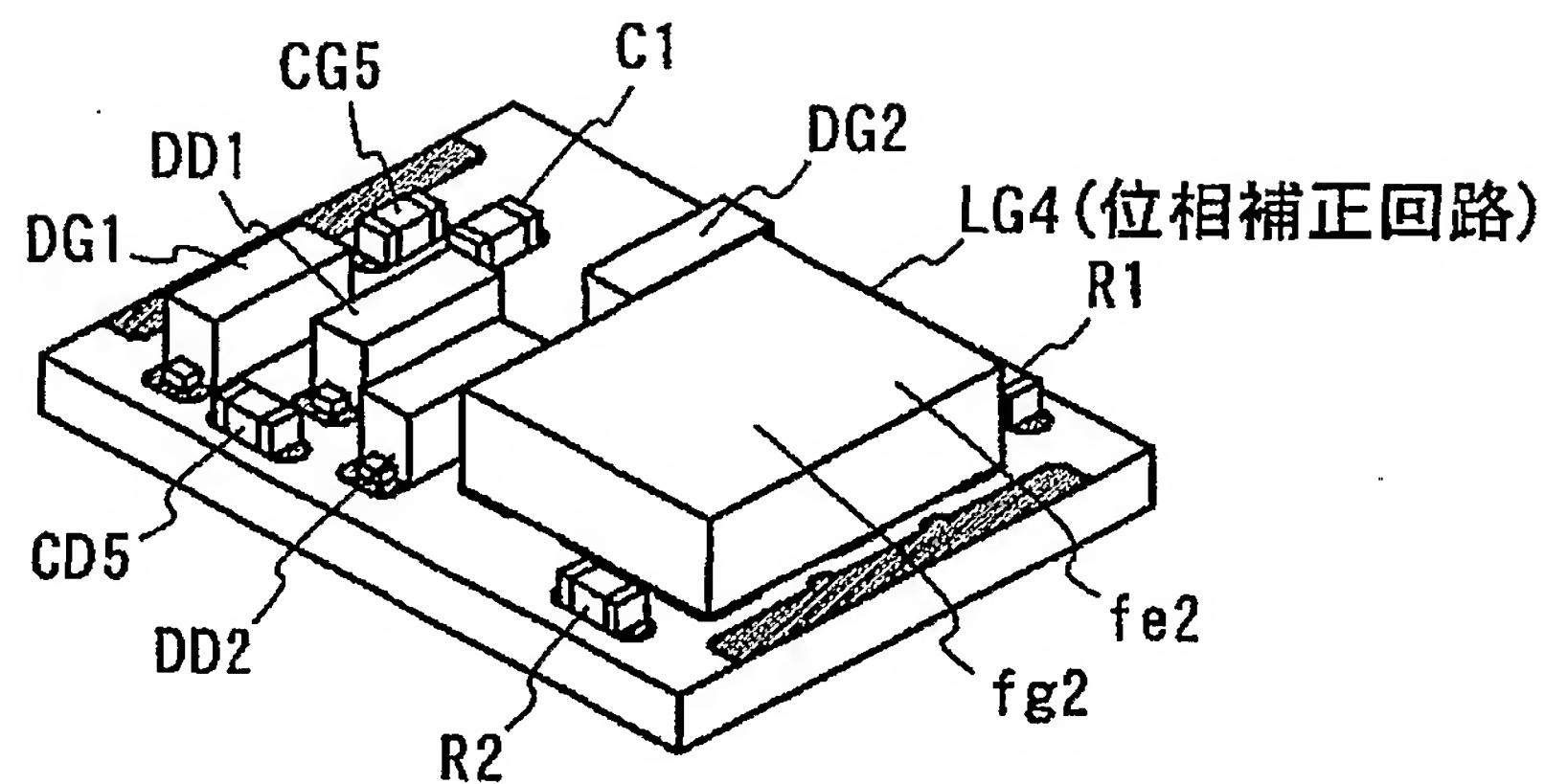


図7

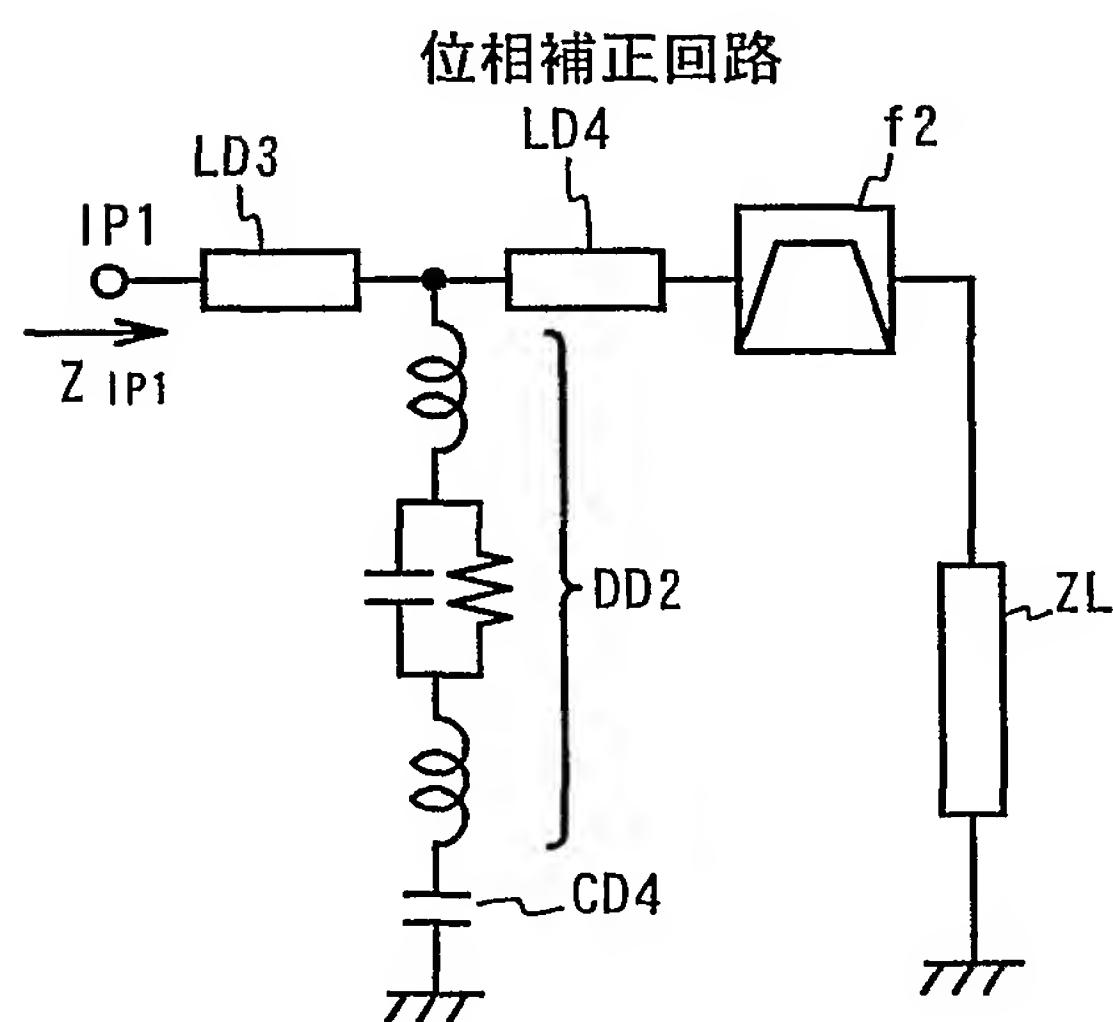


図8(a)

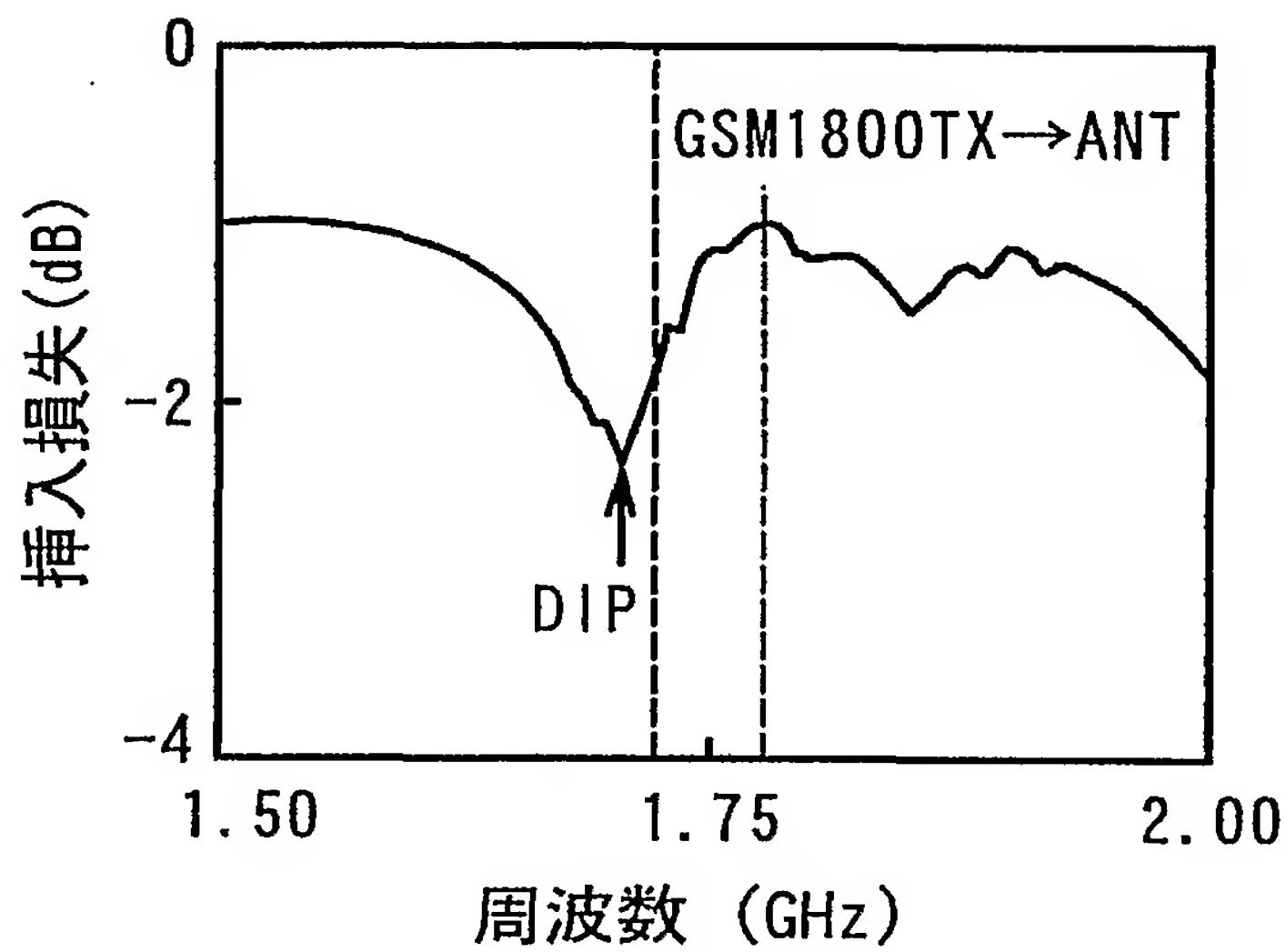


図8(b)

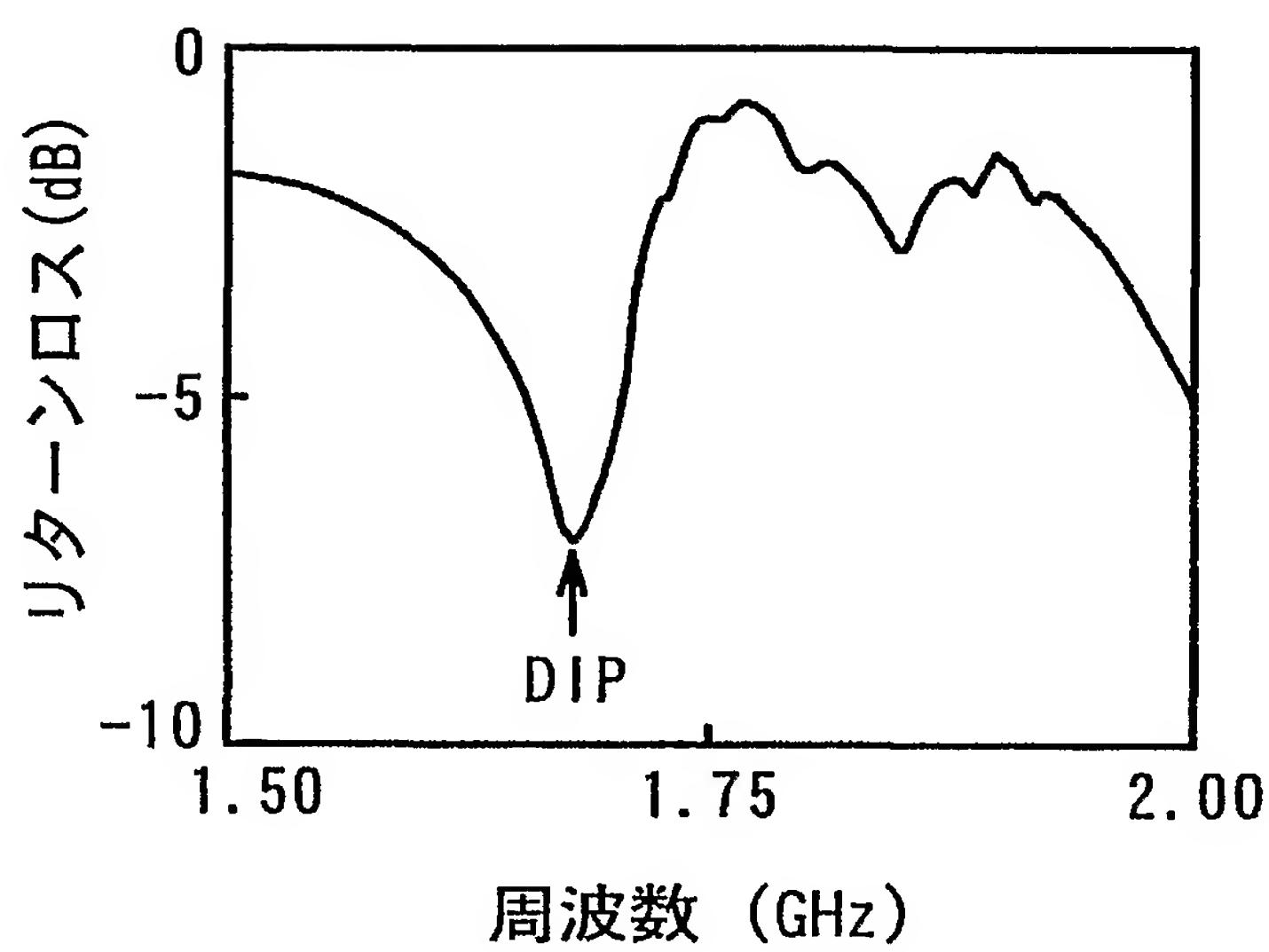
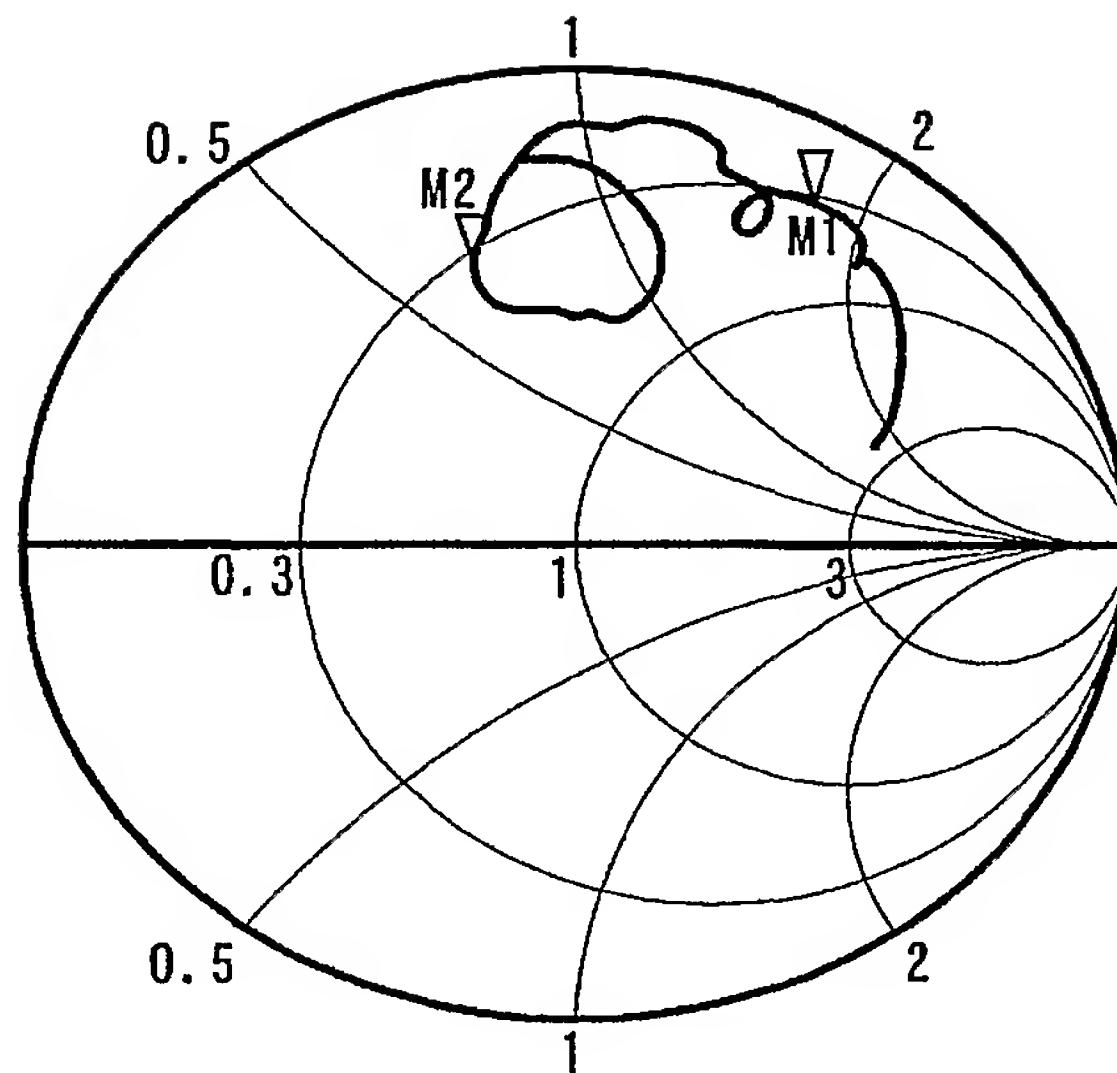


図8(c)



M1 : 1.880GHz  
M2 : 1.710GHz

図8(d)

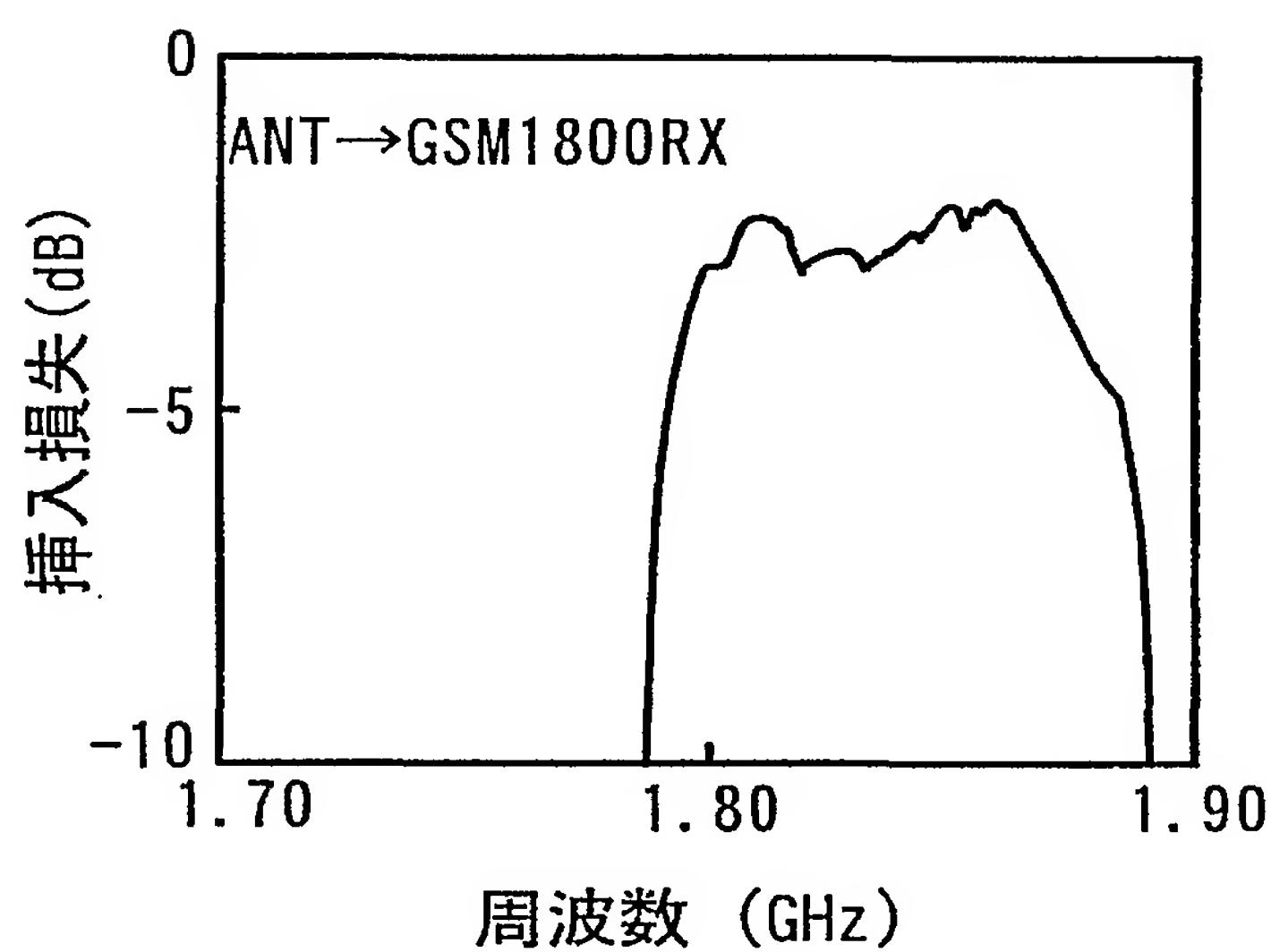


図9(a)

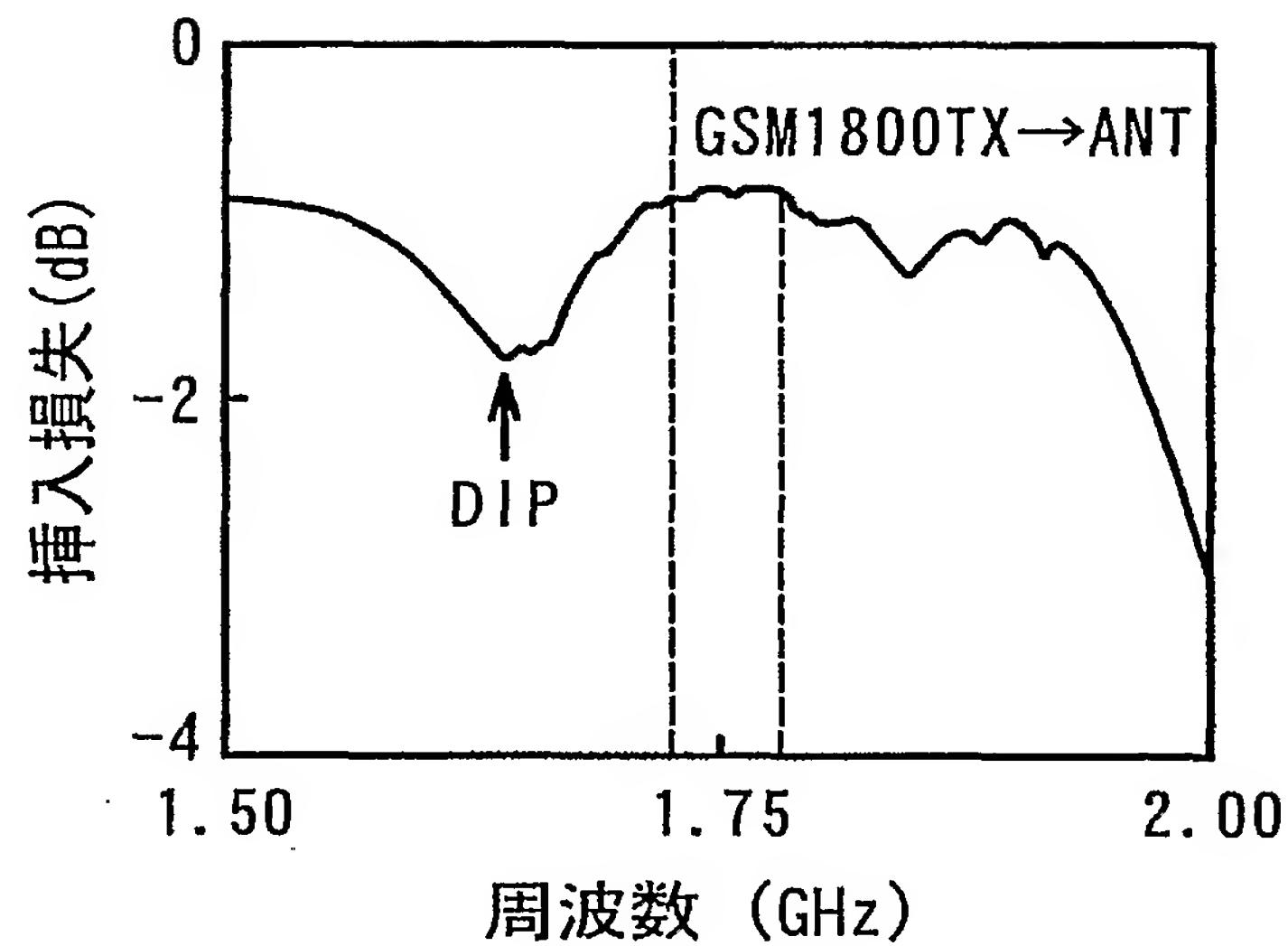


図9(b)

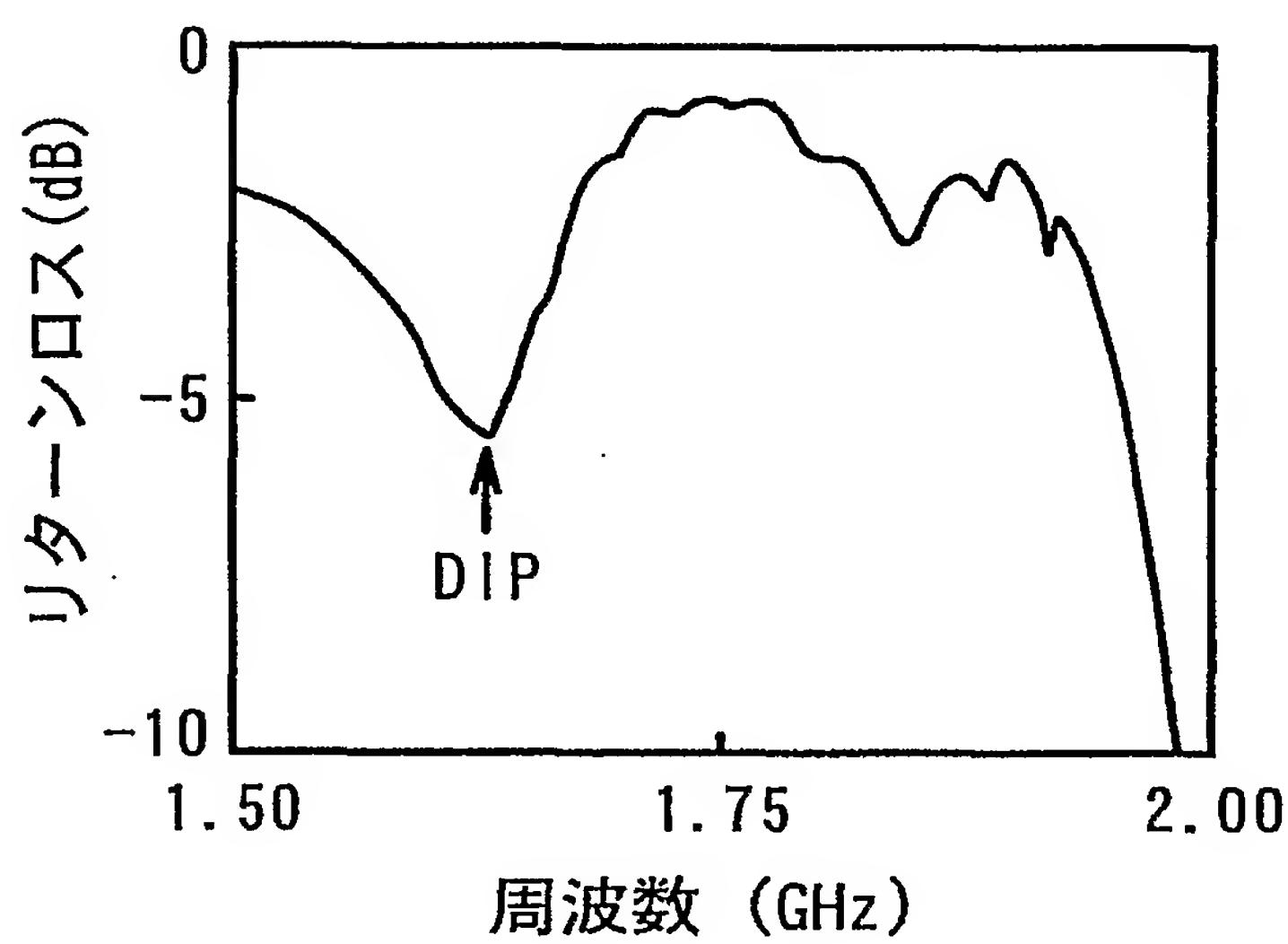
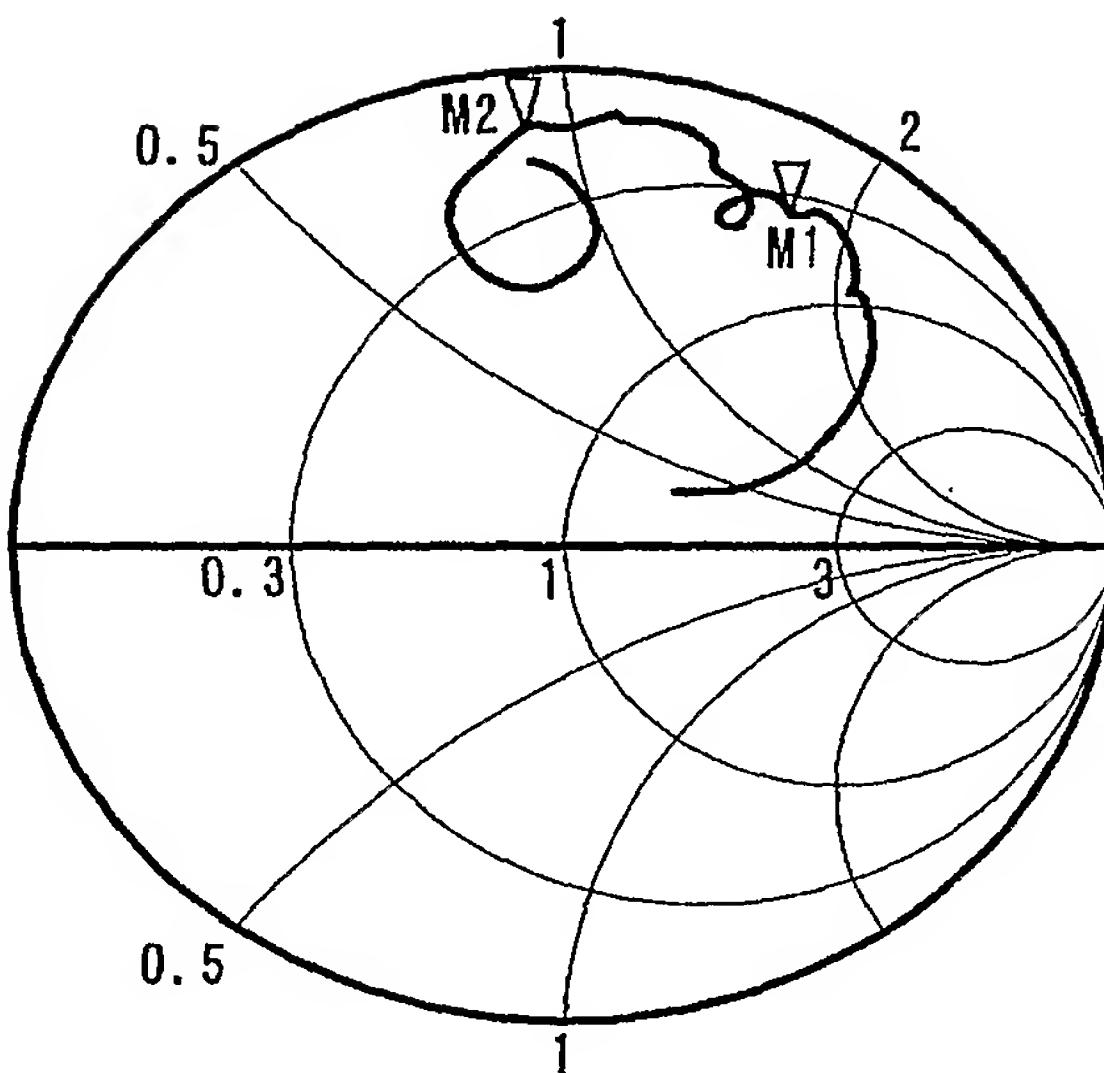


図9(c)



M1 : 1.880GHz  
M2 : 1.710GHz

図9(d)

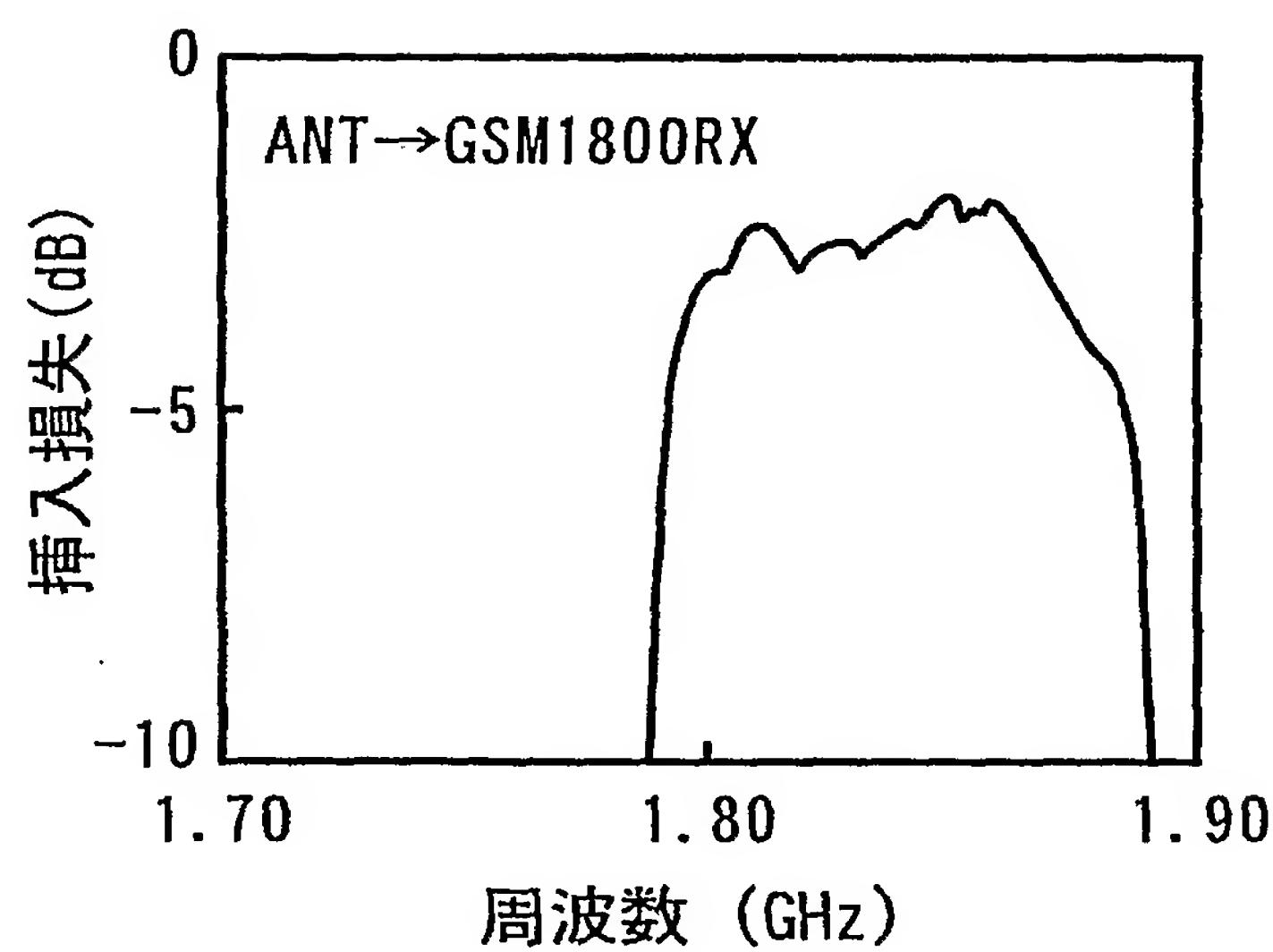


図10(a)

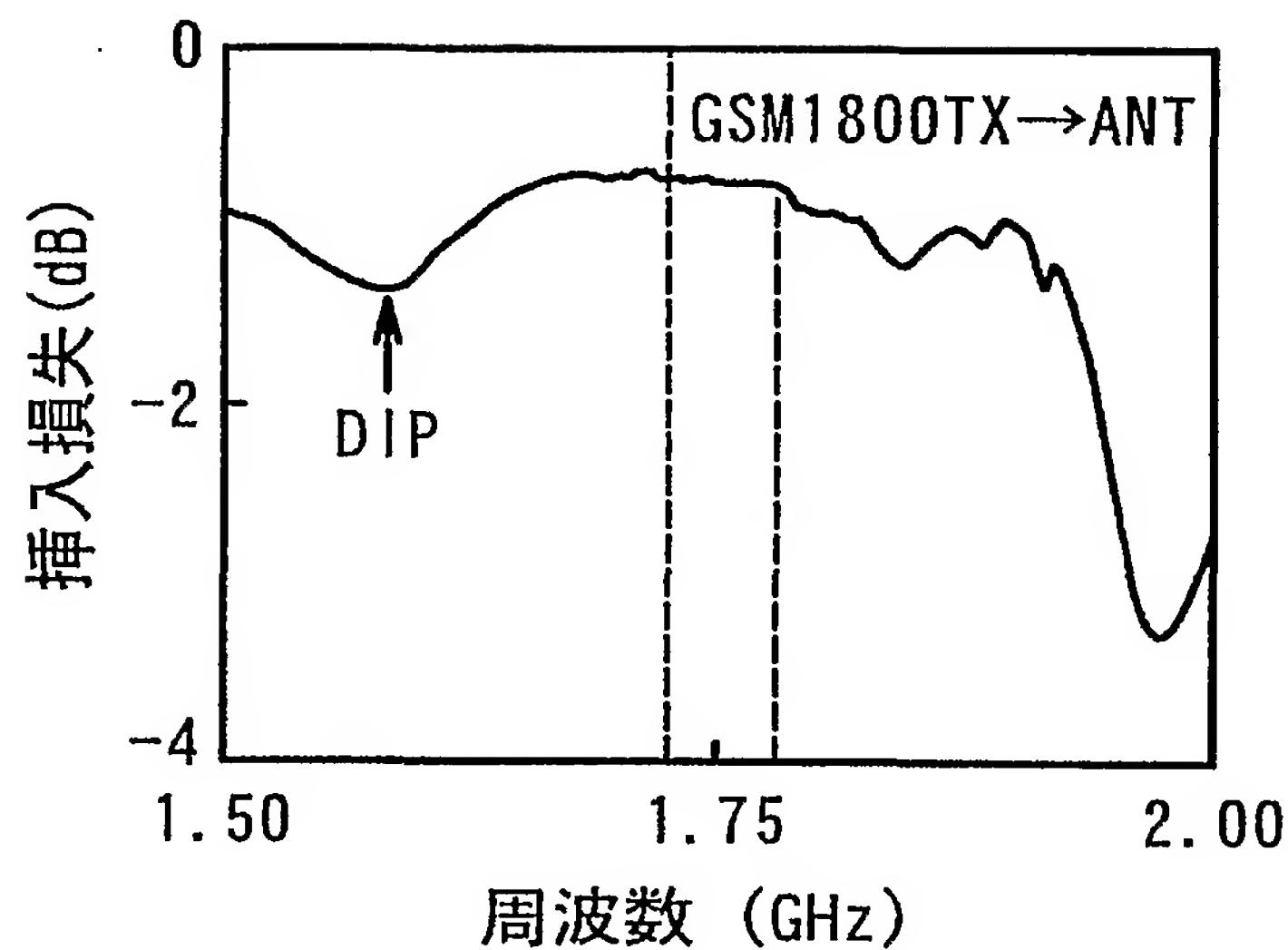


図10(b)

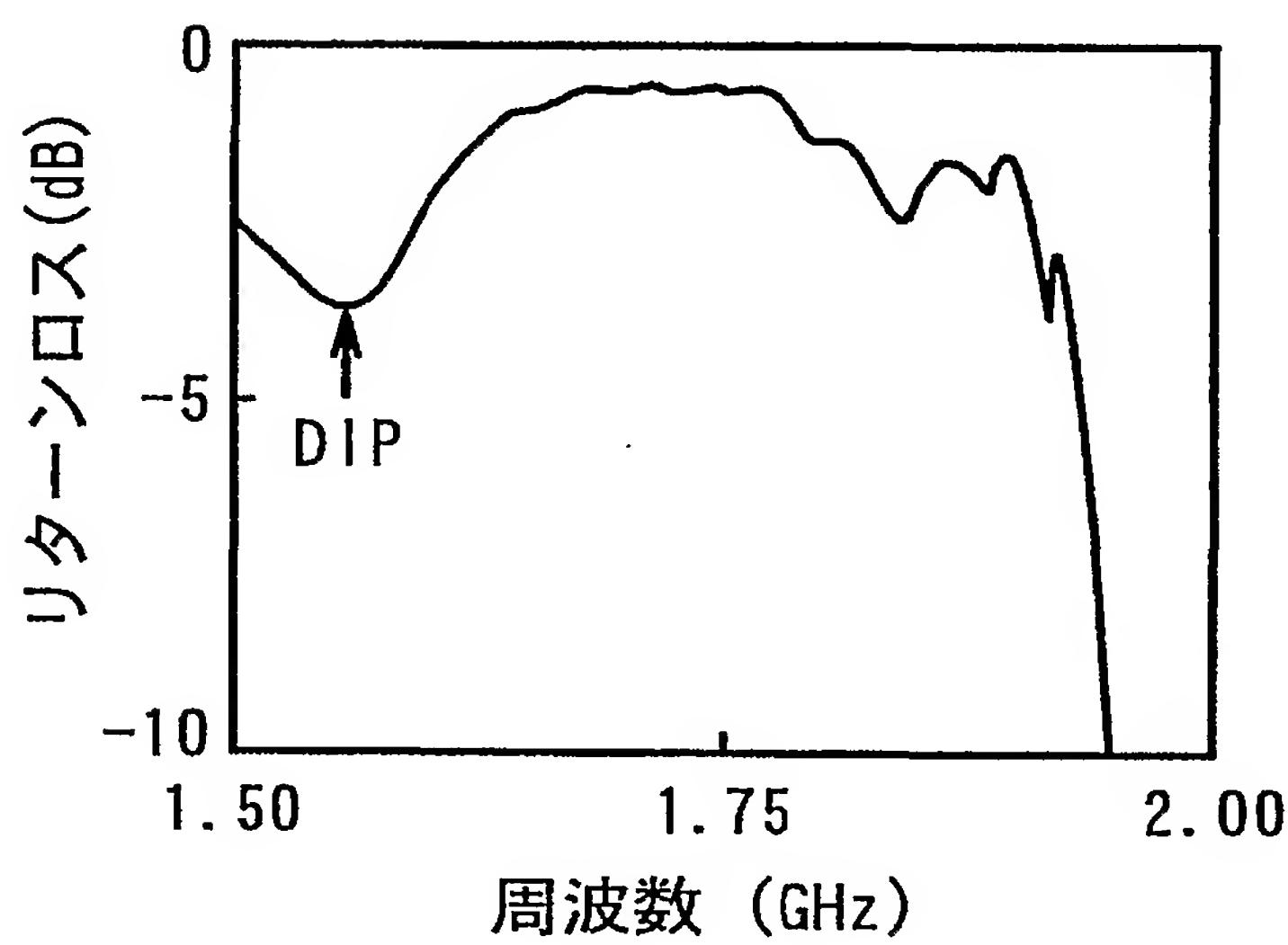
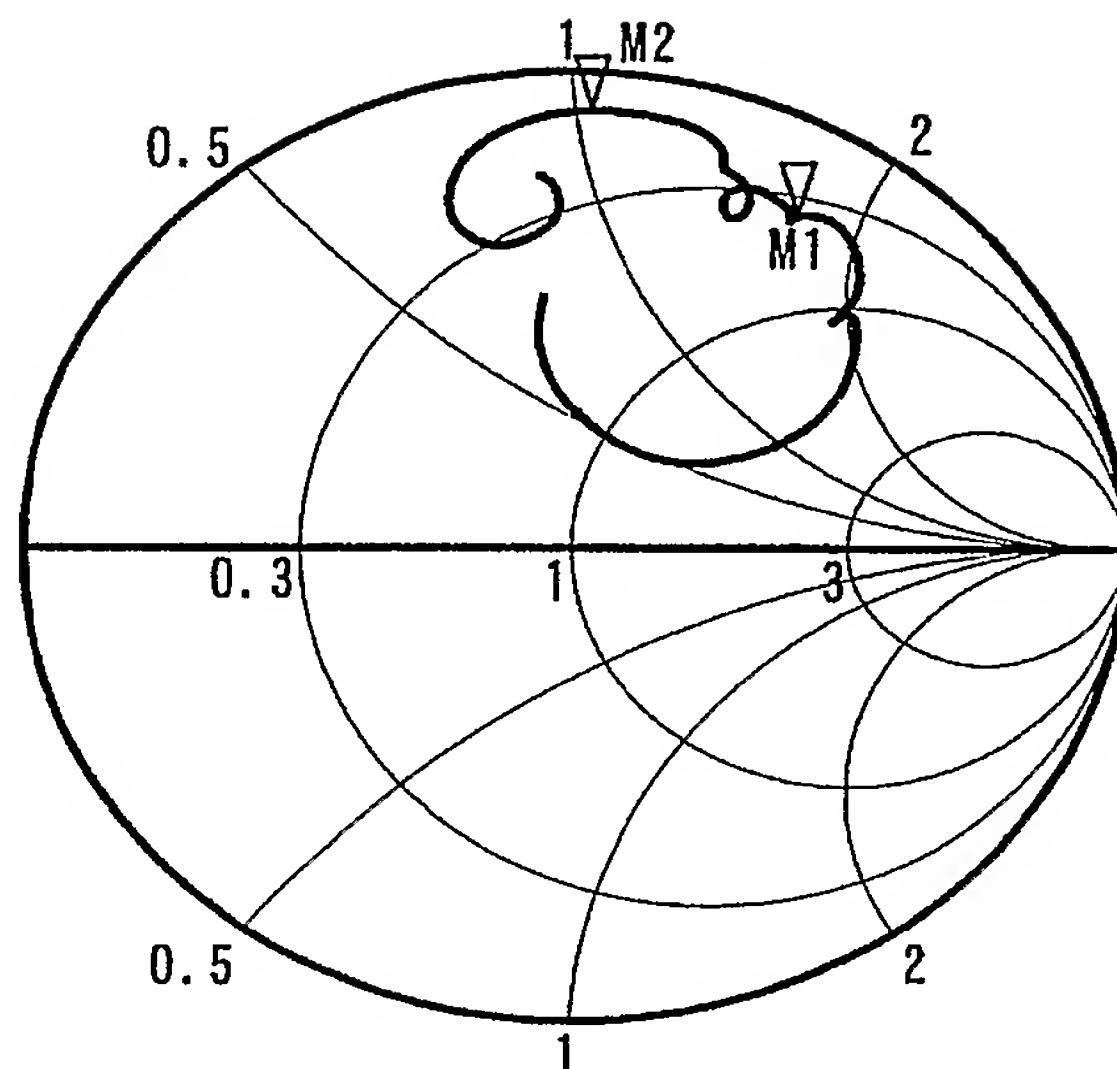


図10(c)



M1 : 1.880GHz  
M2 : 1.710GHz

図10(d)

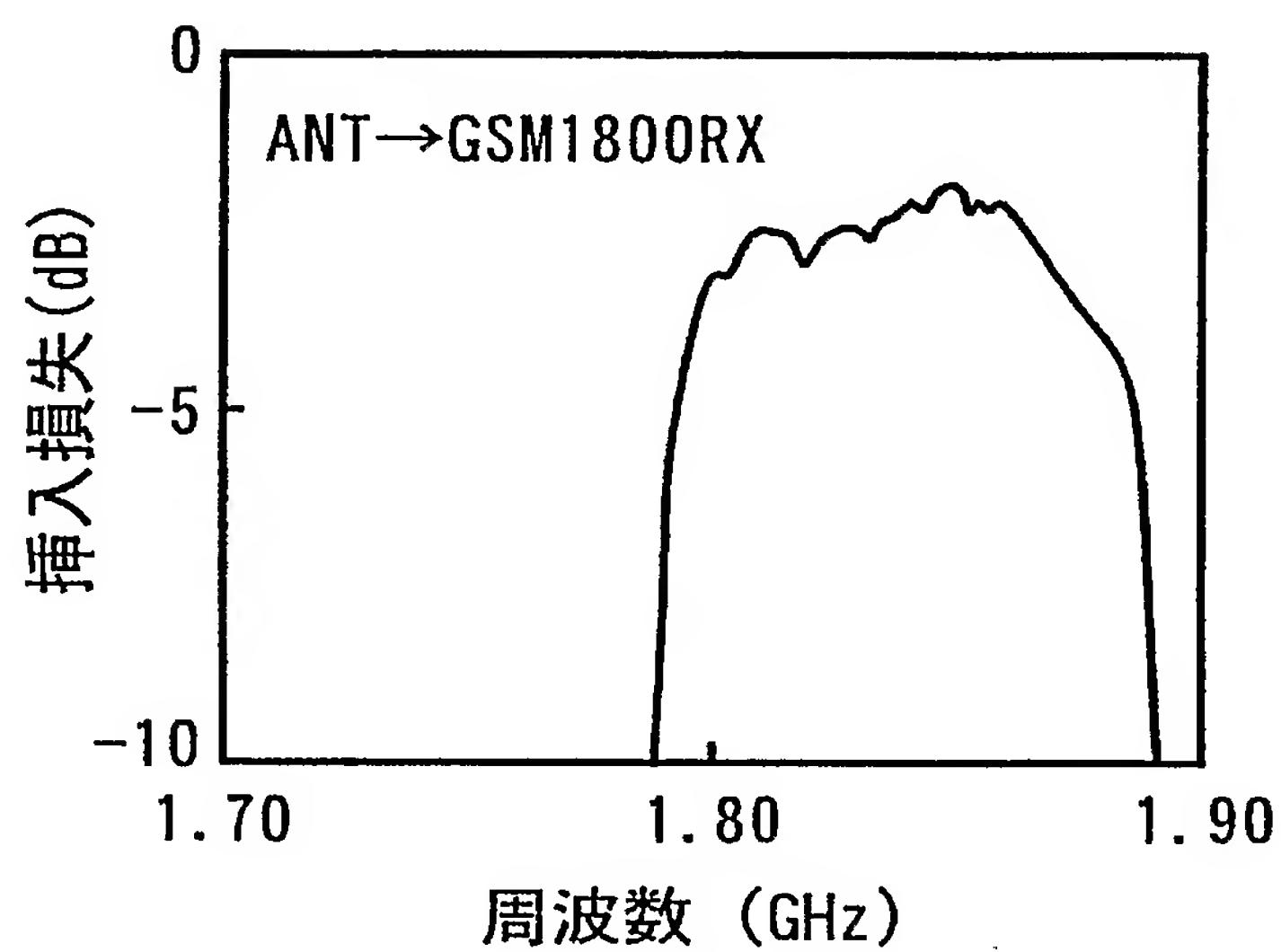


図11(a)

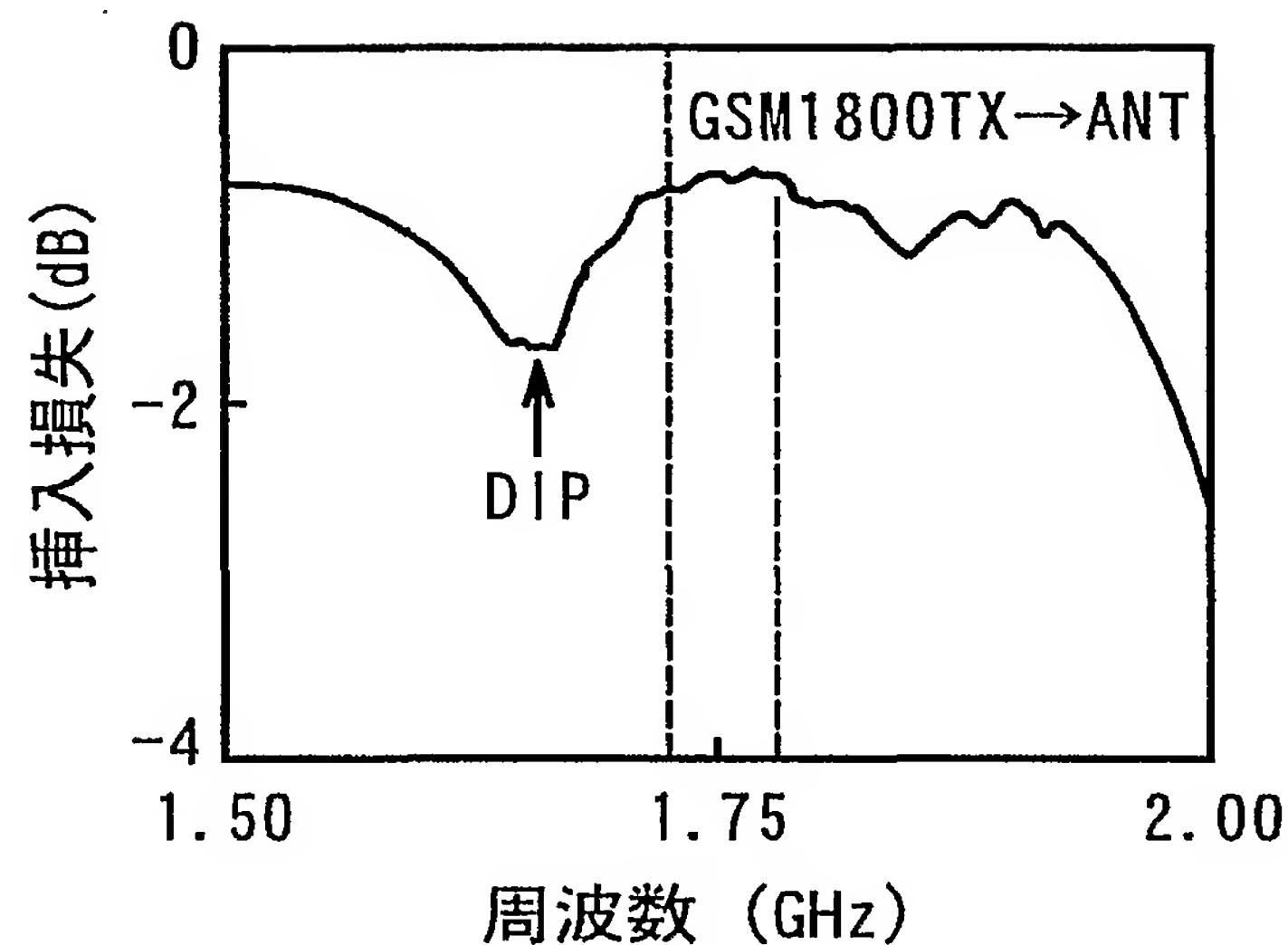


図11(b)

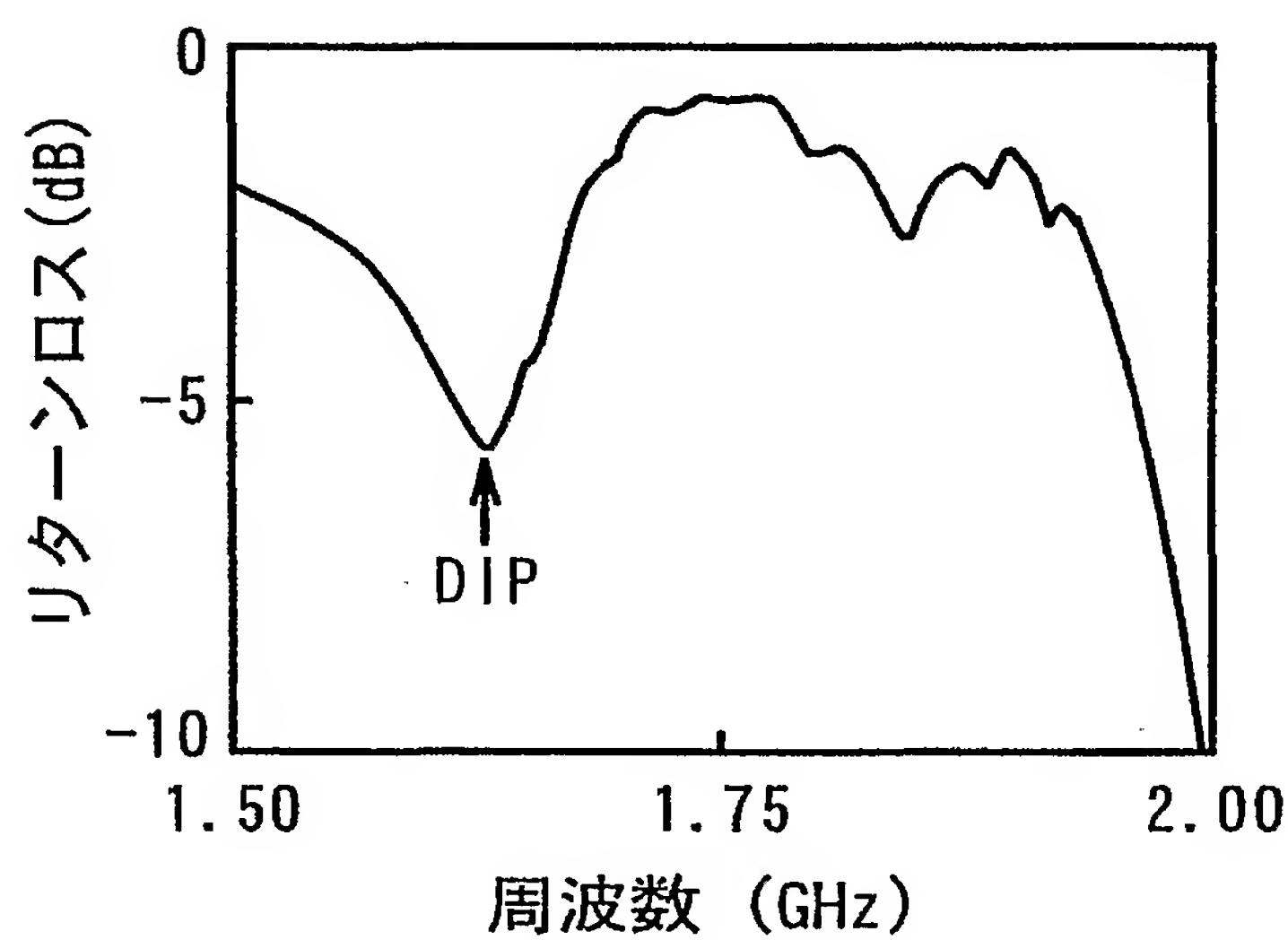
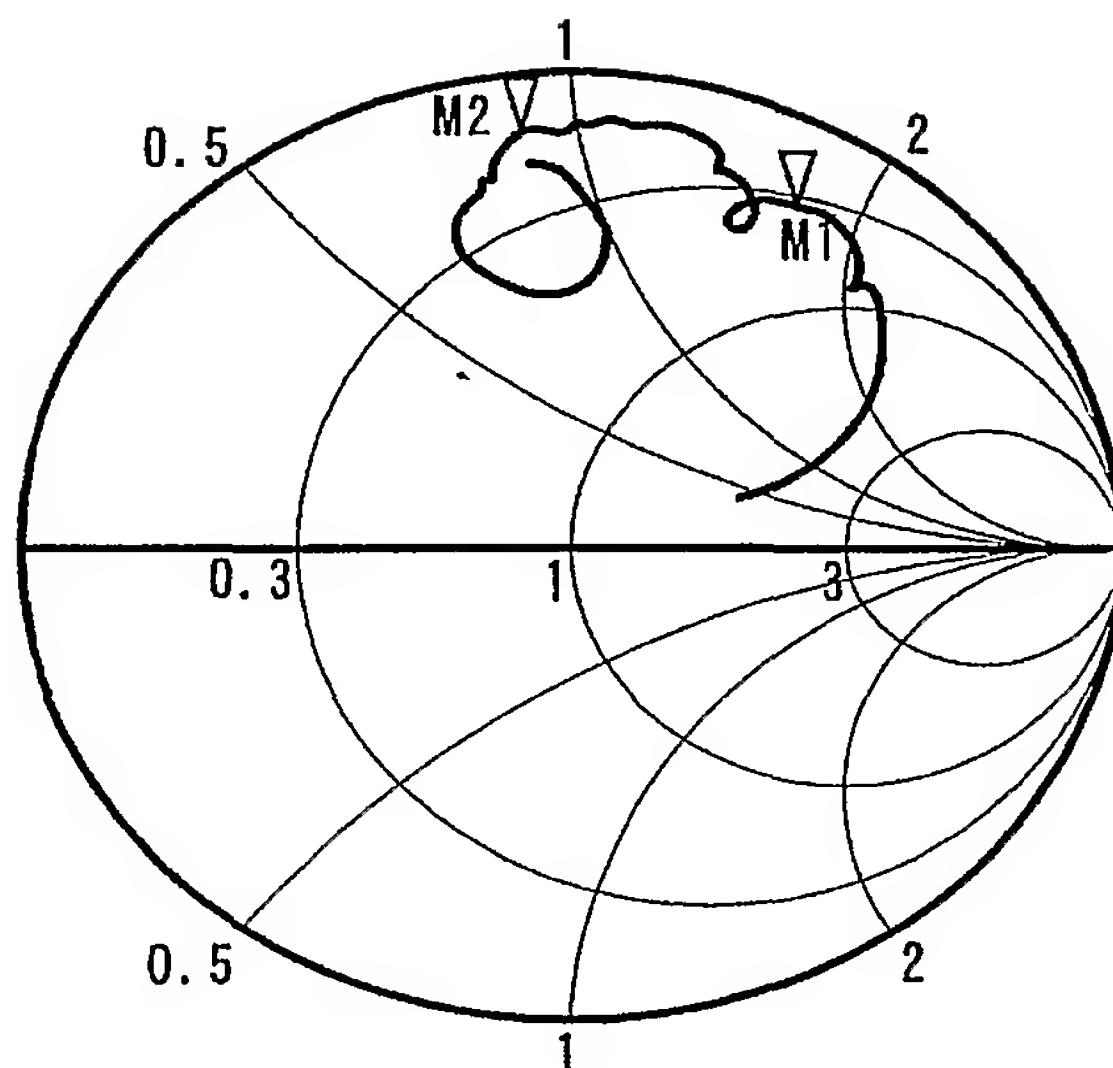


図11(c)



M1 : 1.880GHz

M2 : 1.710GHz

図11(d)

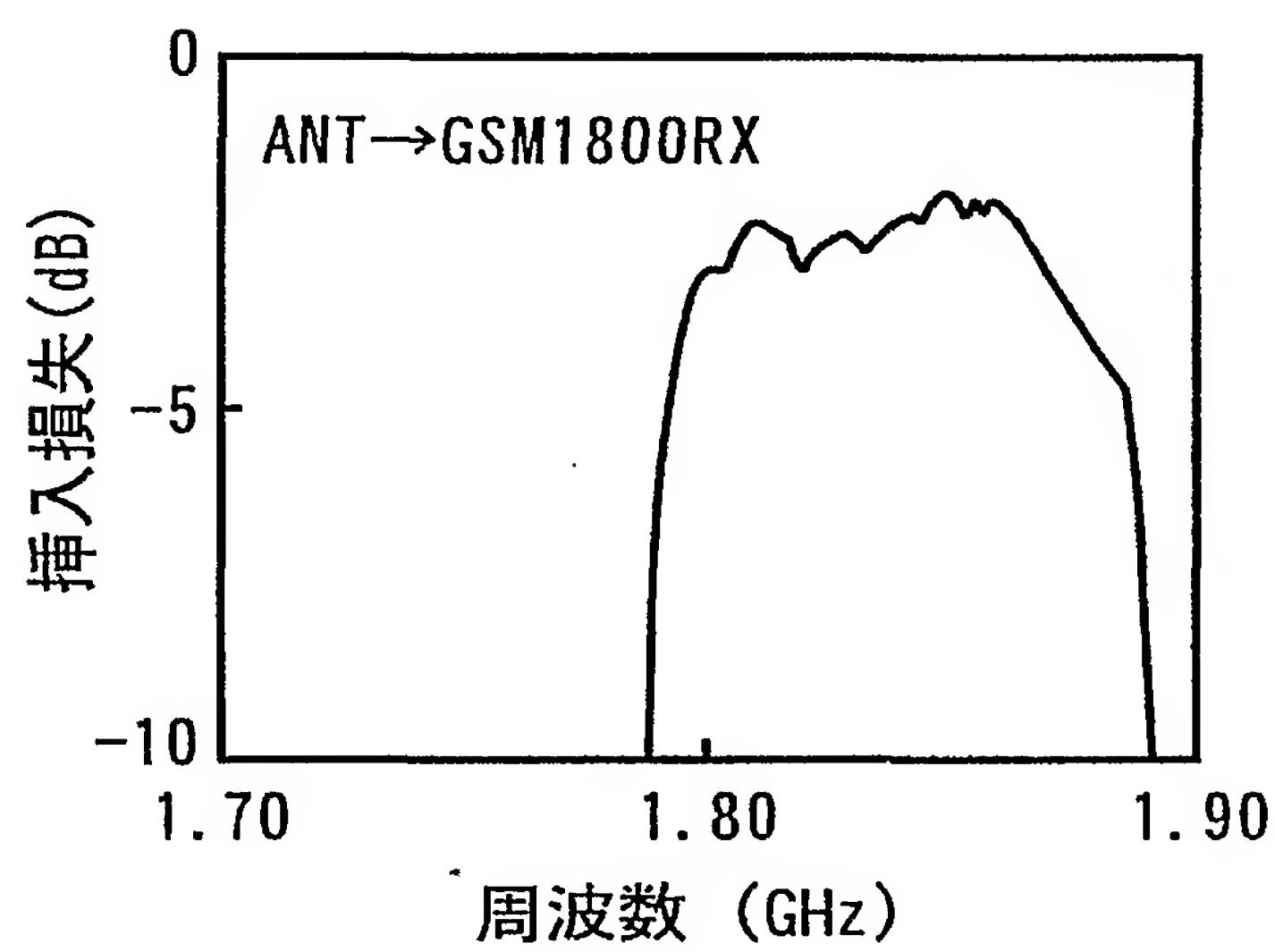


図12(a)

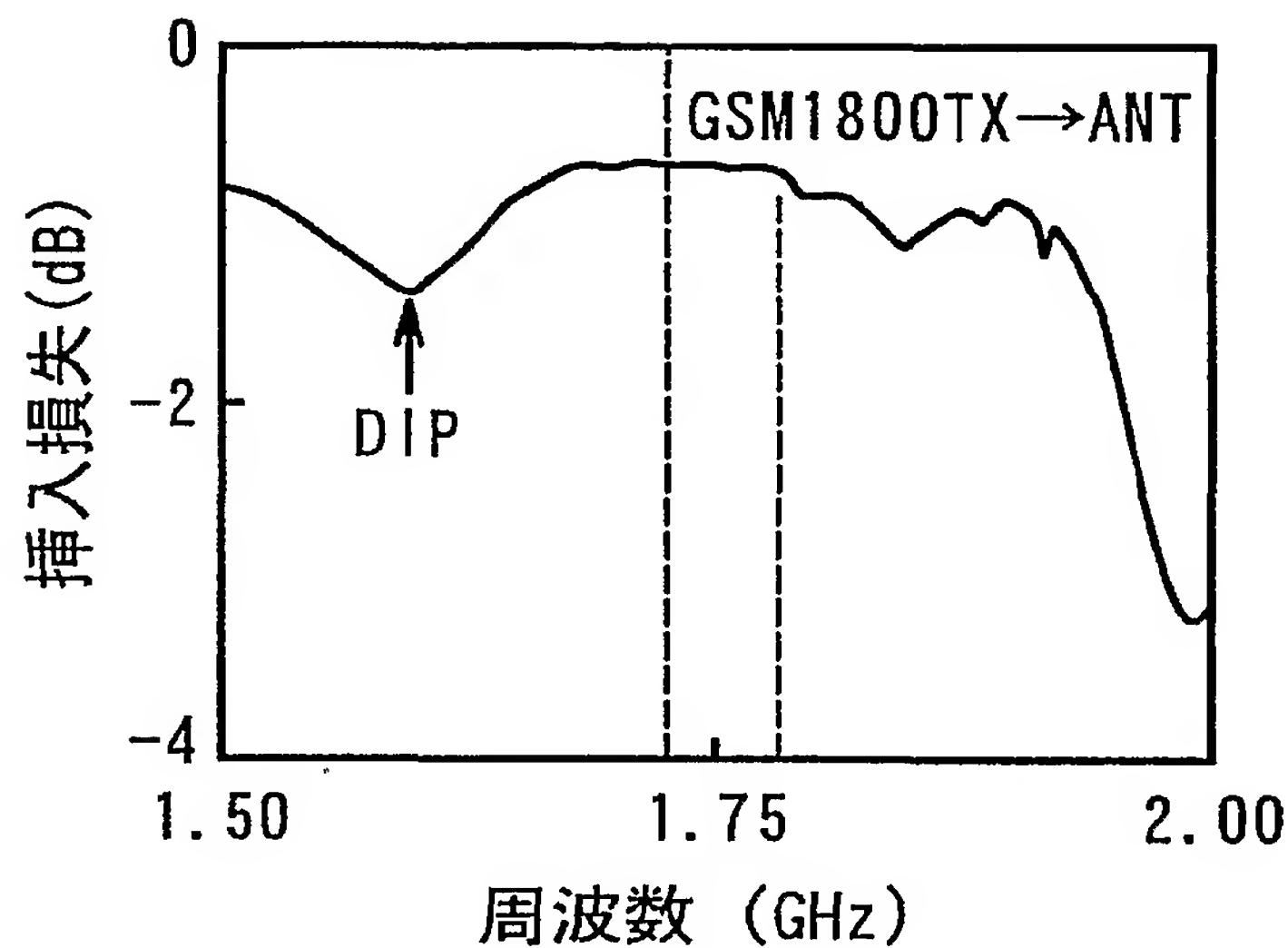


図12(b)

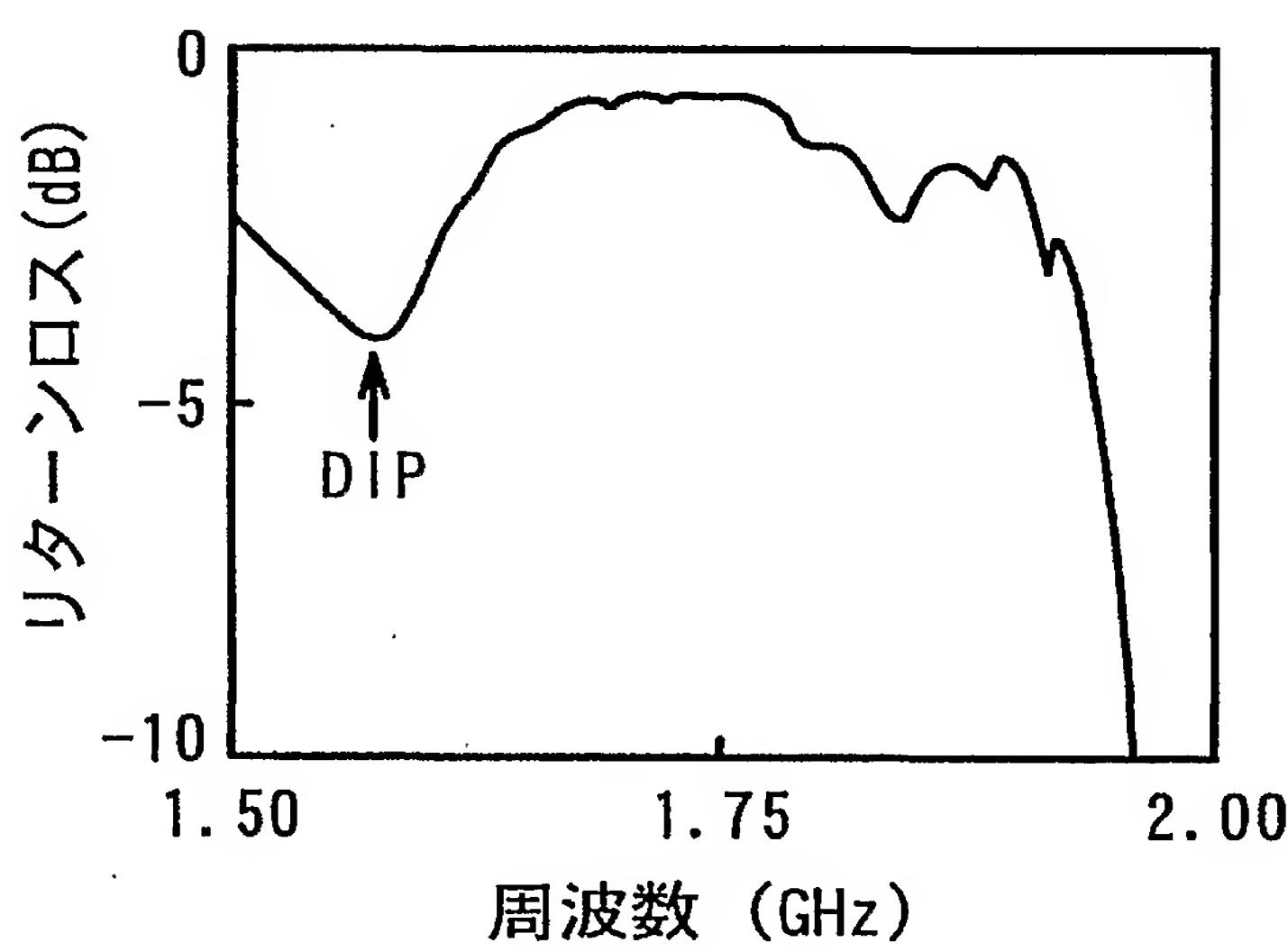
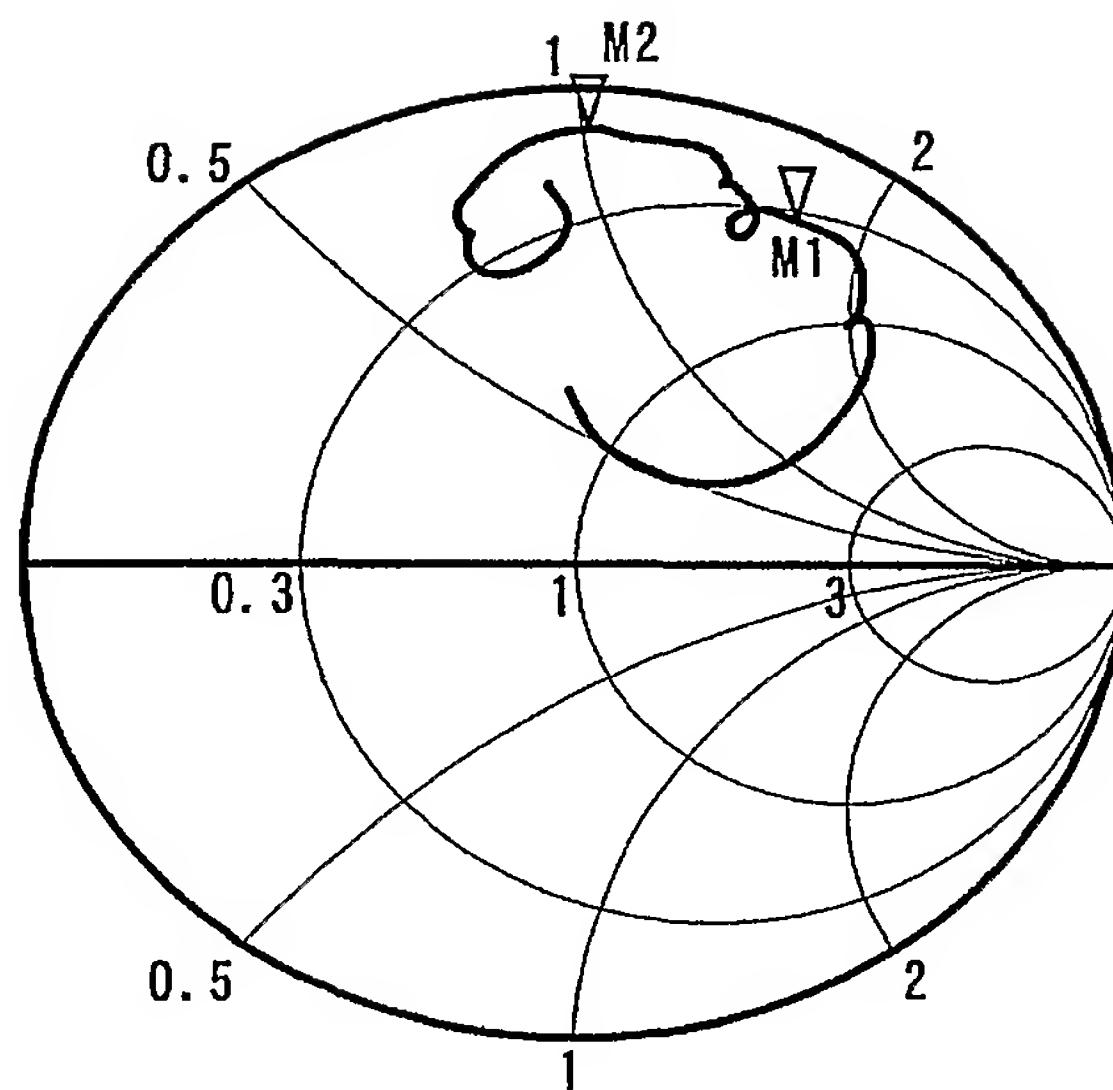


図12(c)



M1 : 1.880GHz  
M2 : 1.710GHz

図12(d)

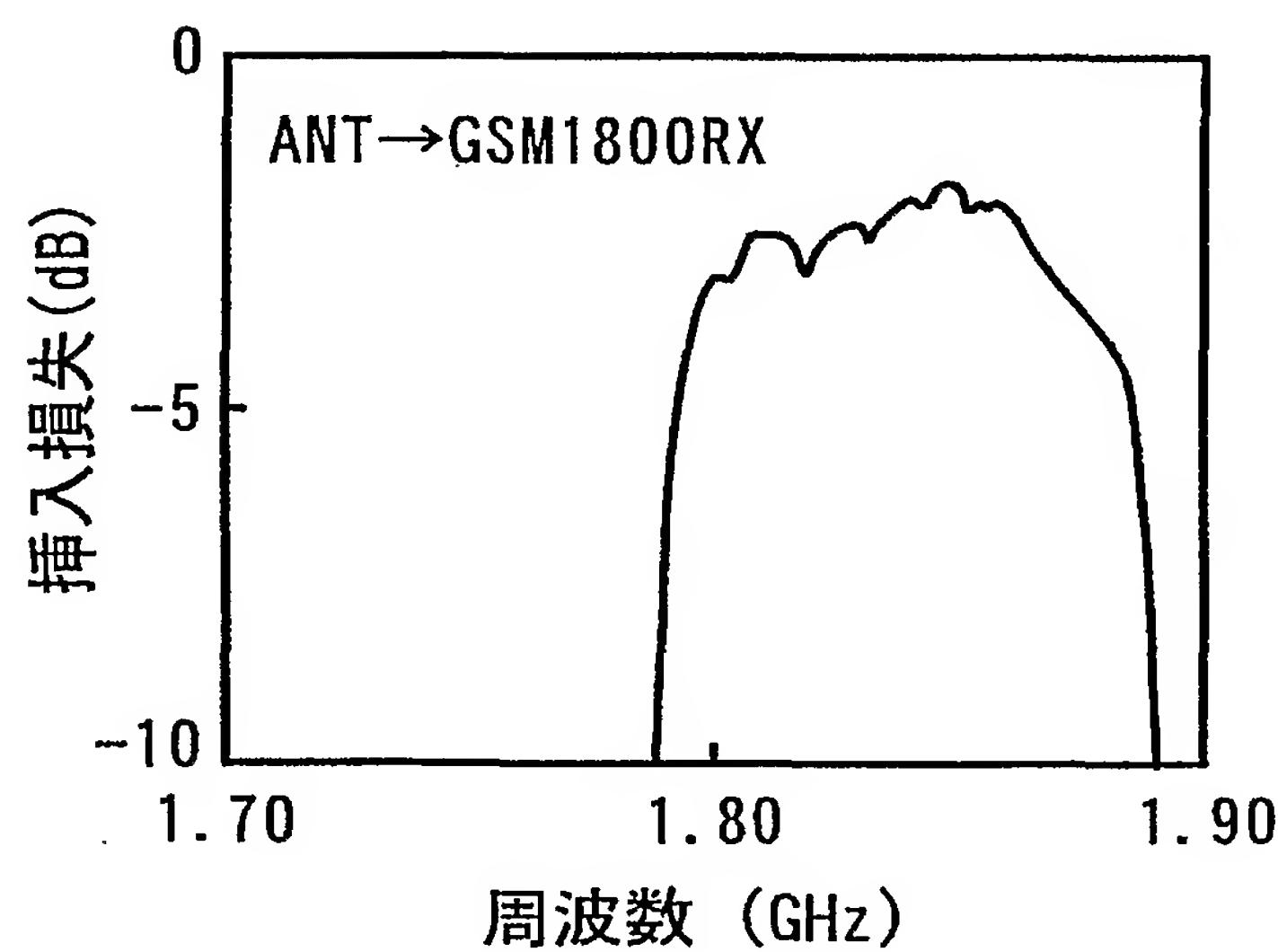


図13(a)

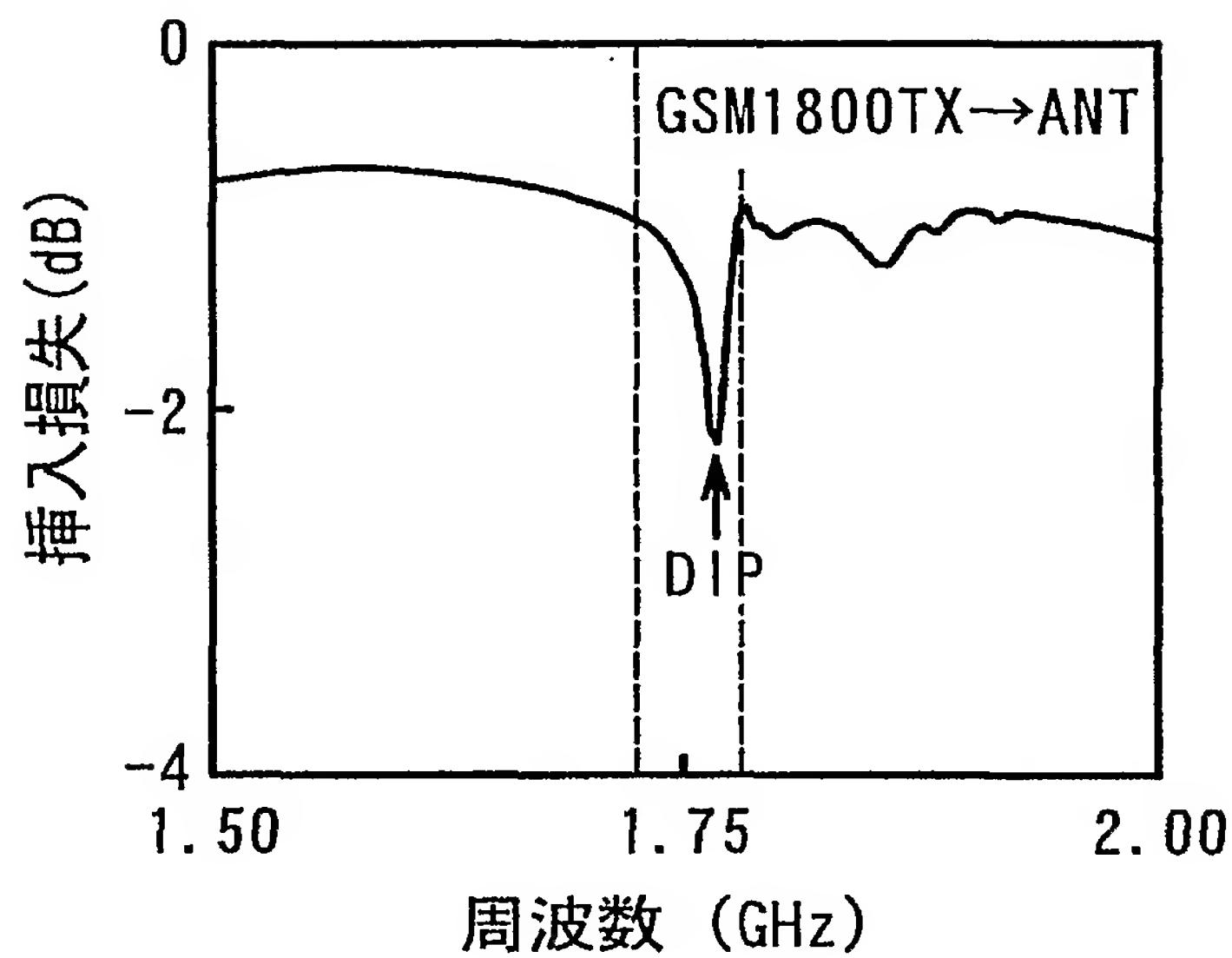


図13(b)

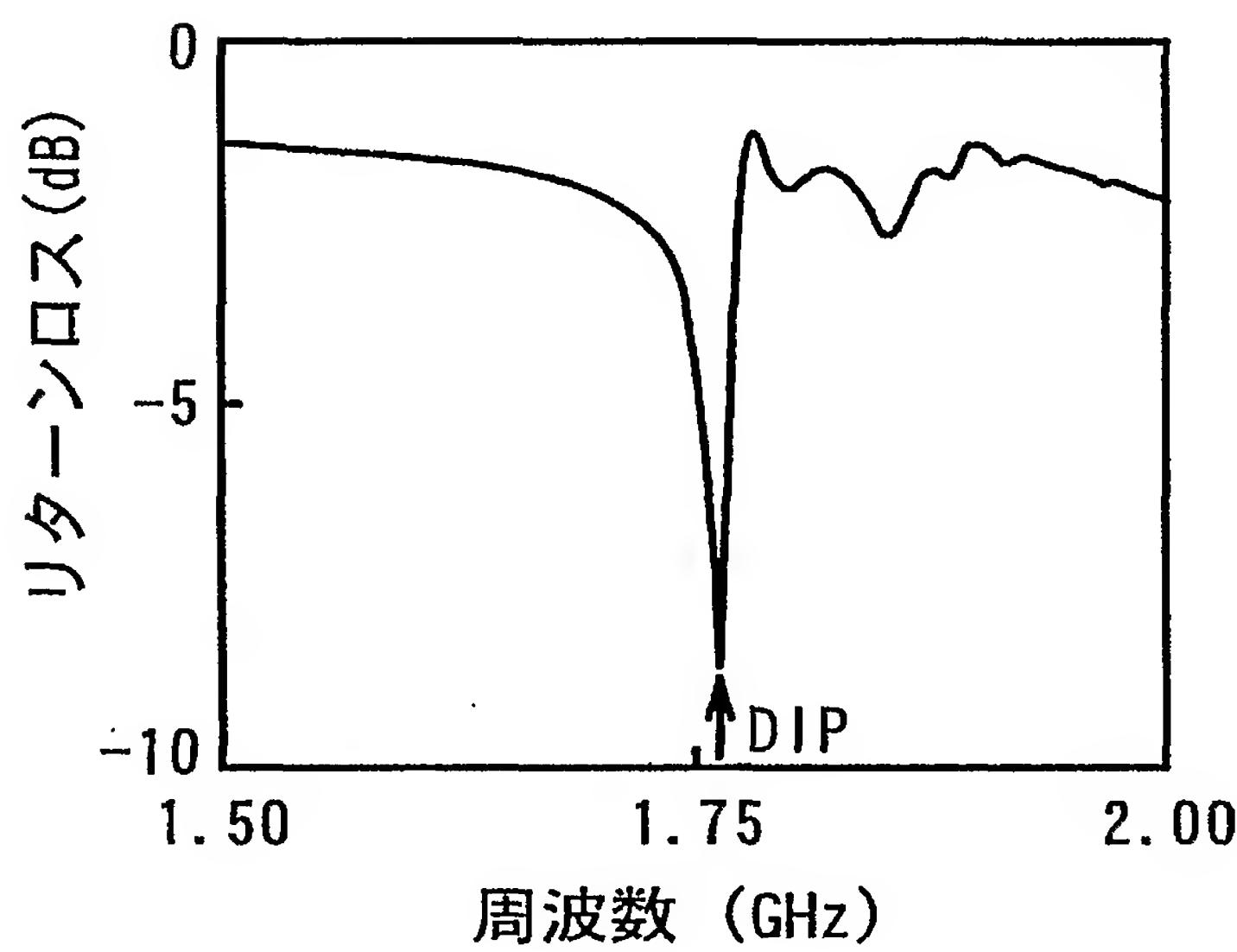
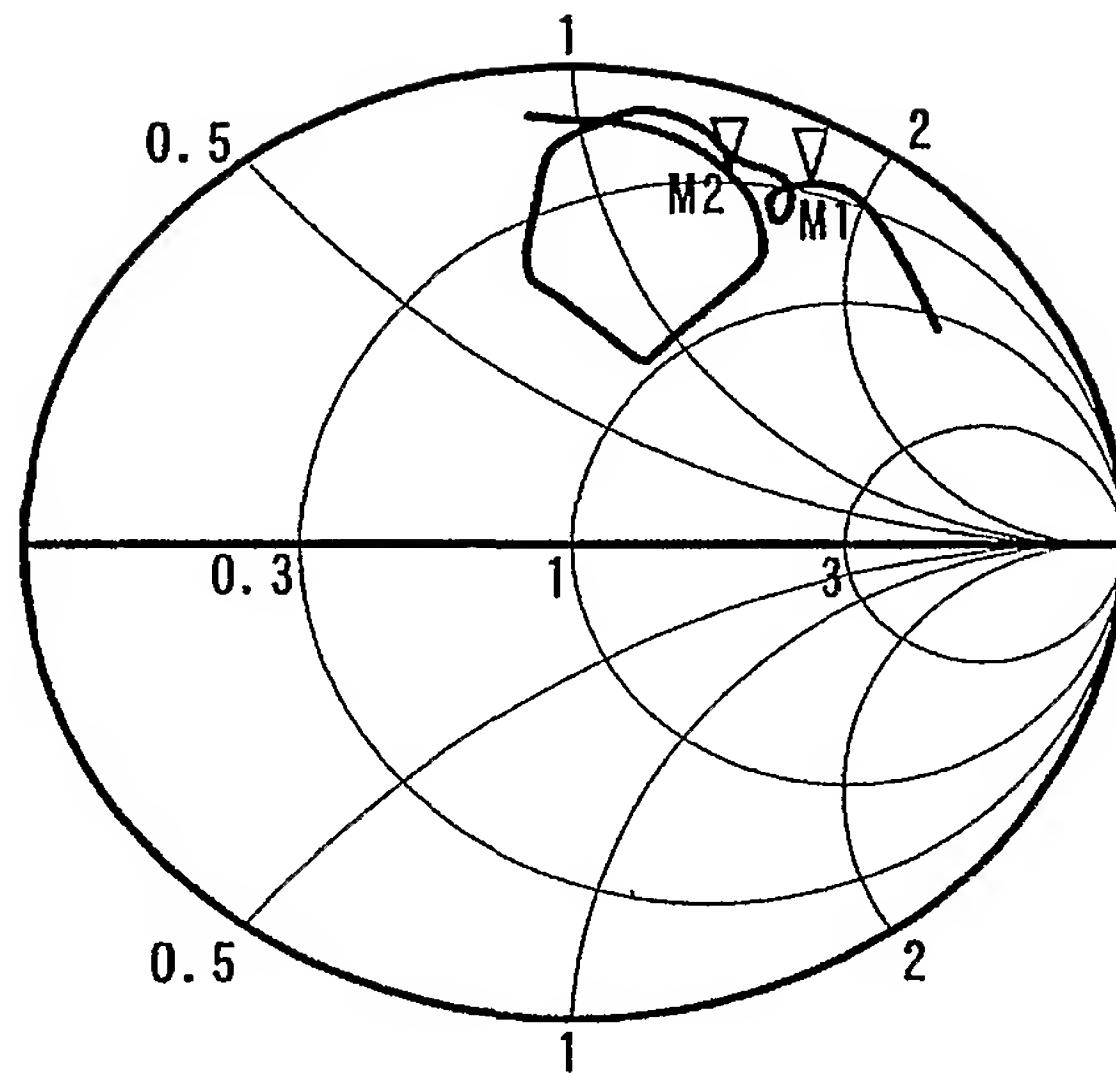


図13(c)



M1 : 1.880GHz

M2 : 1.710GHz

図13(d)

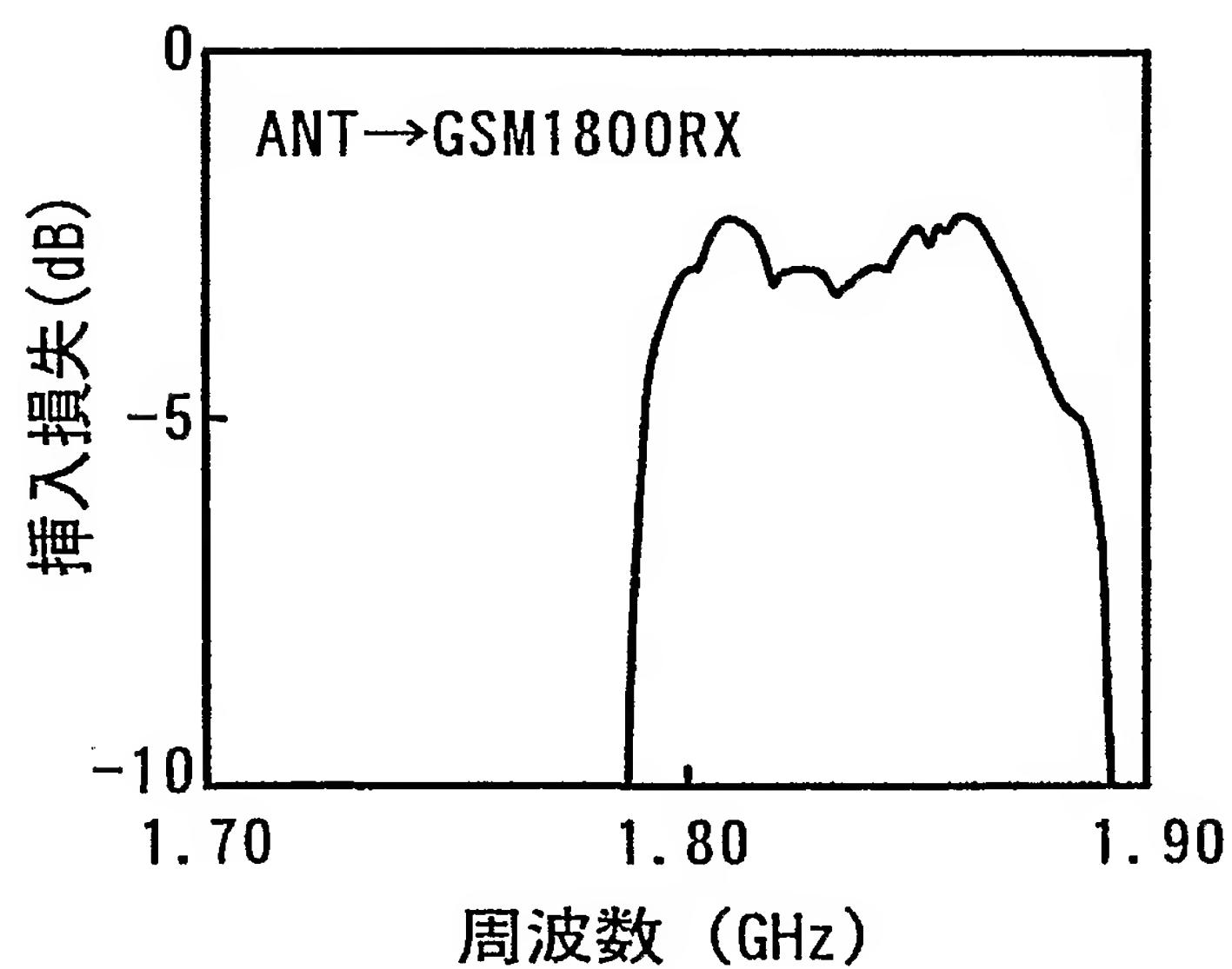


図14(a)

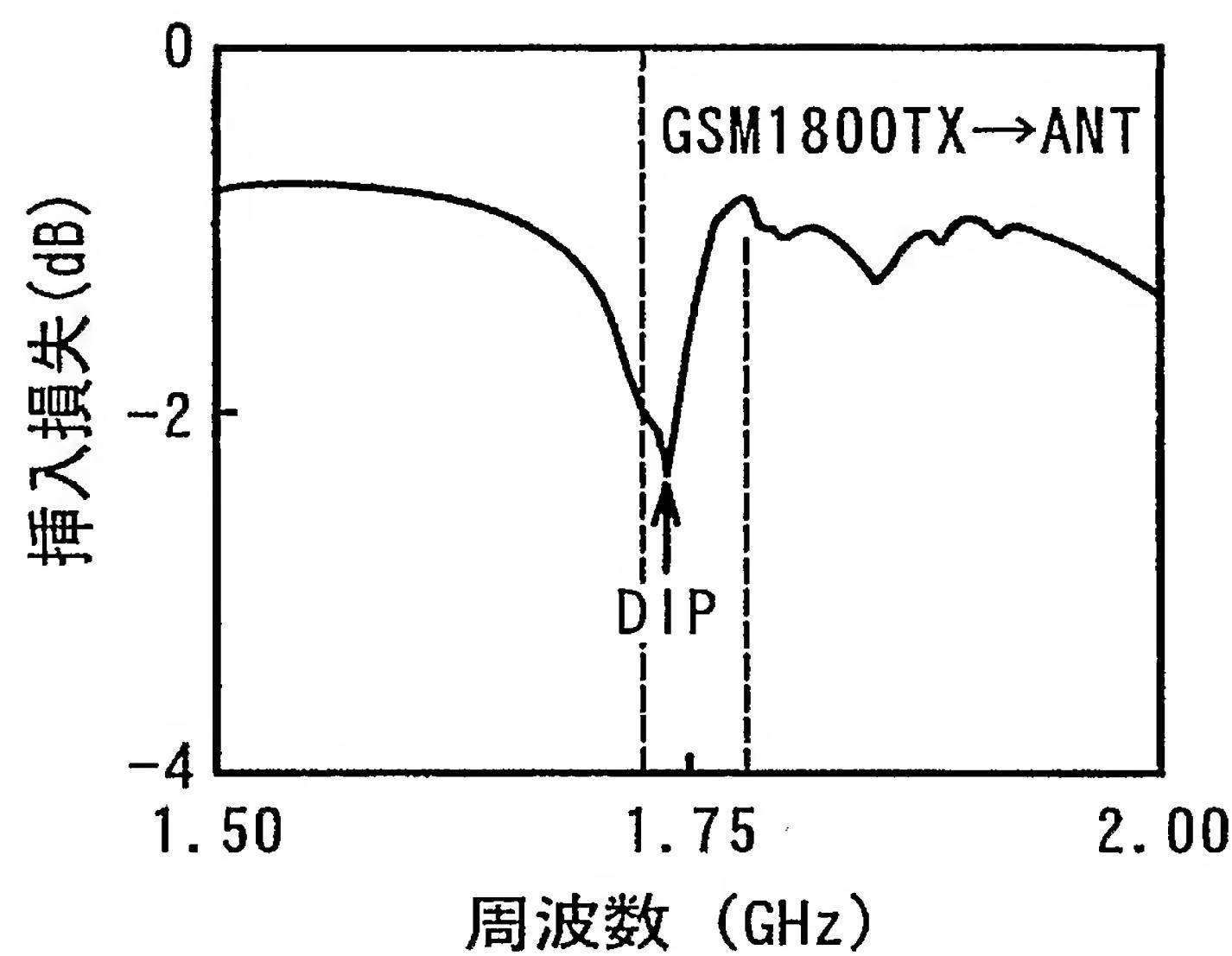


図14(b)

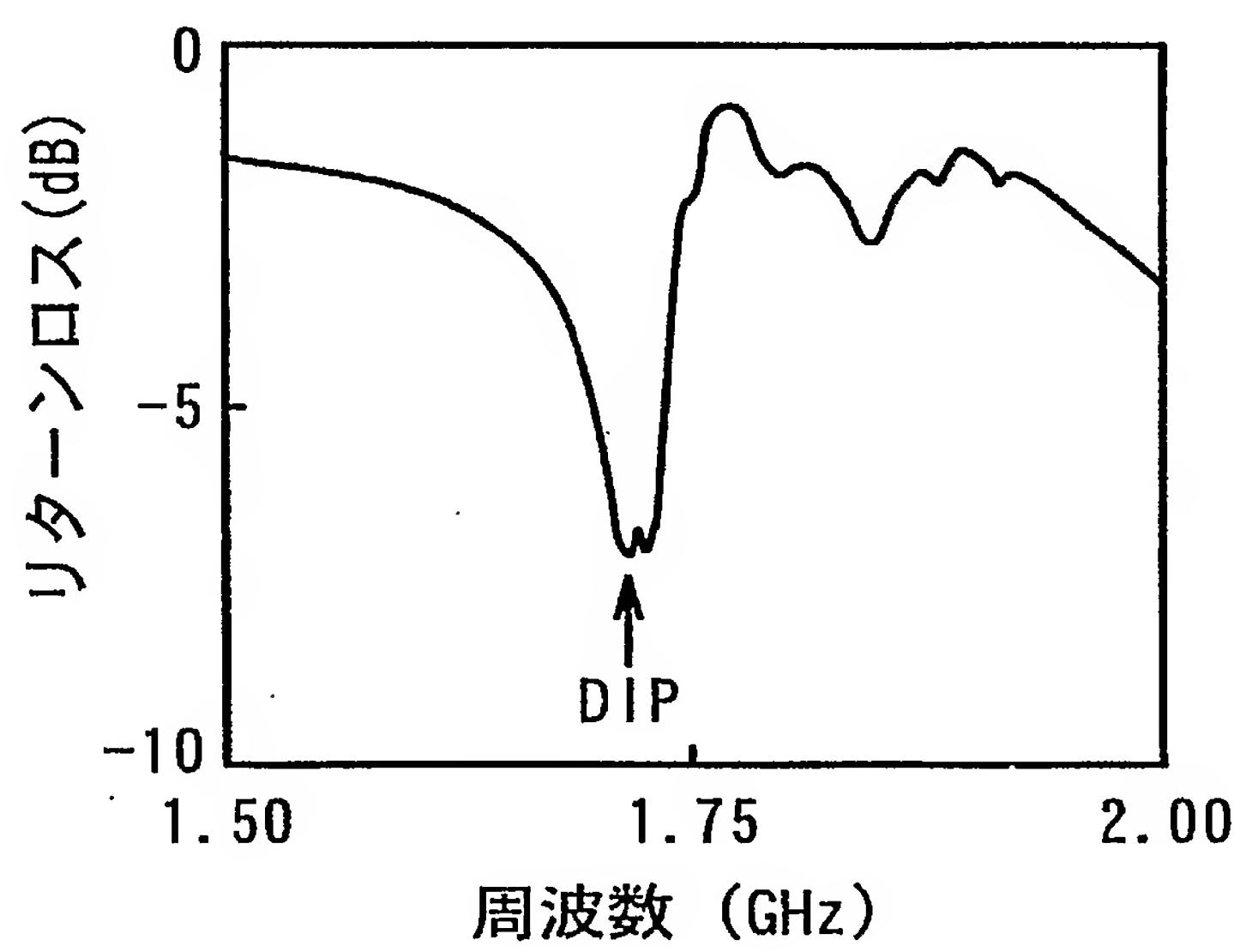


図14(c)

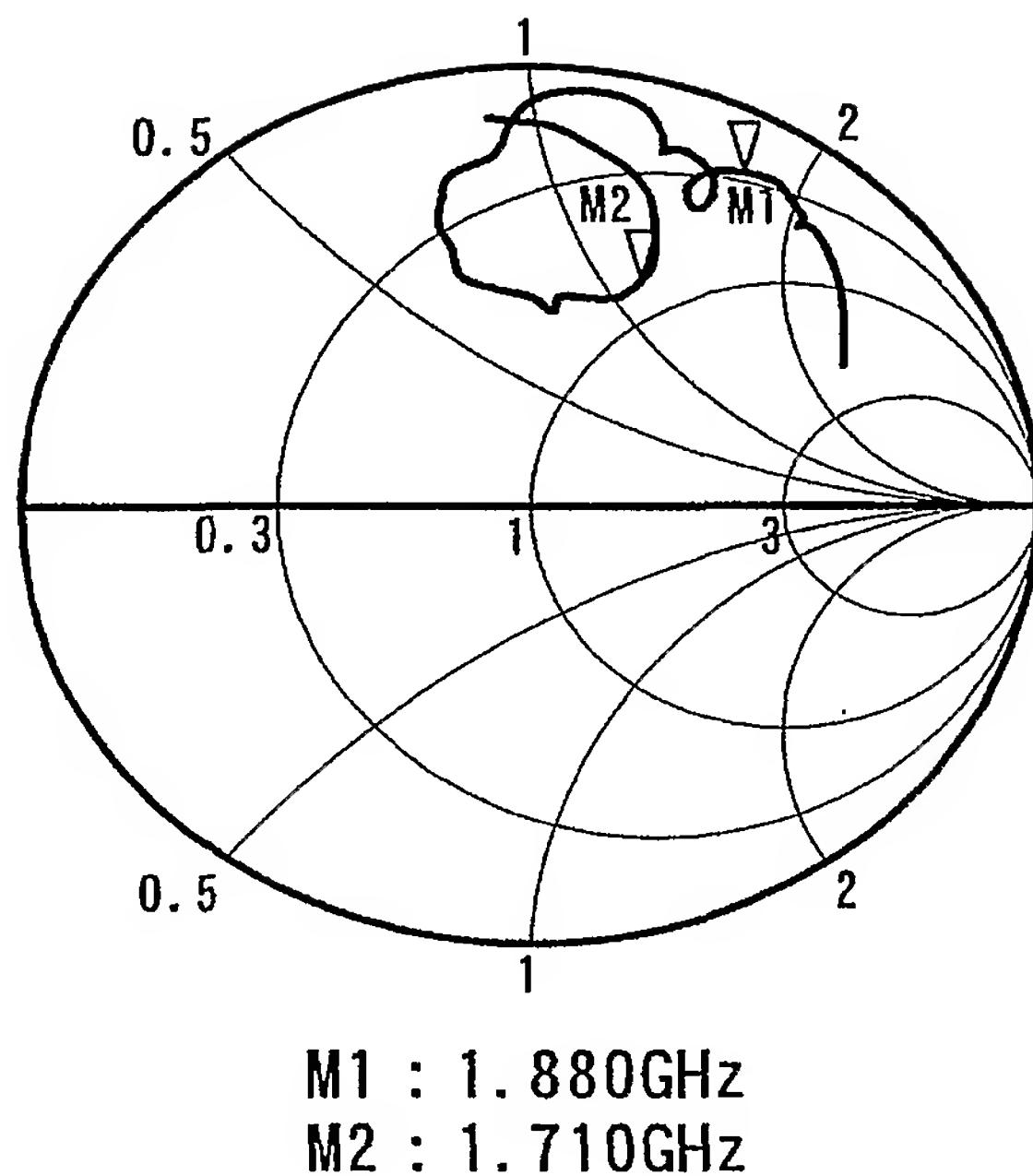


図14(d)

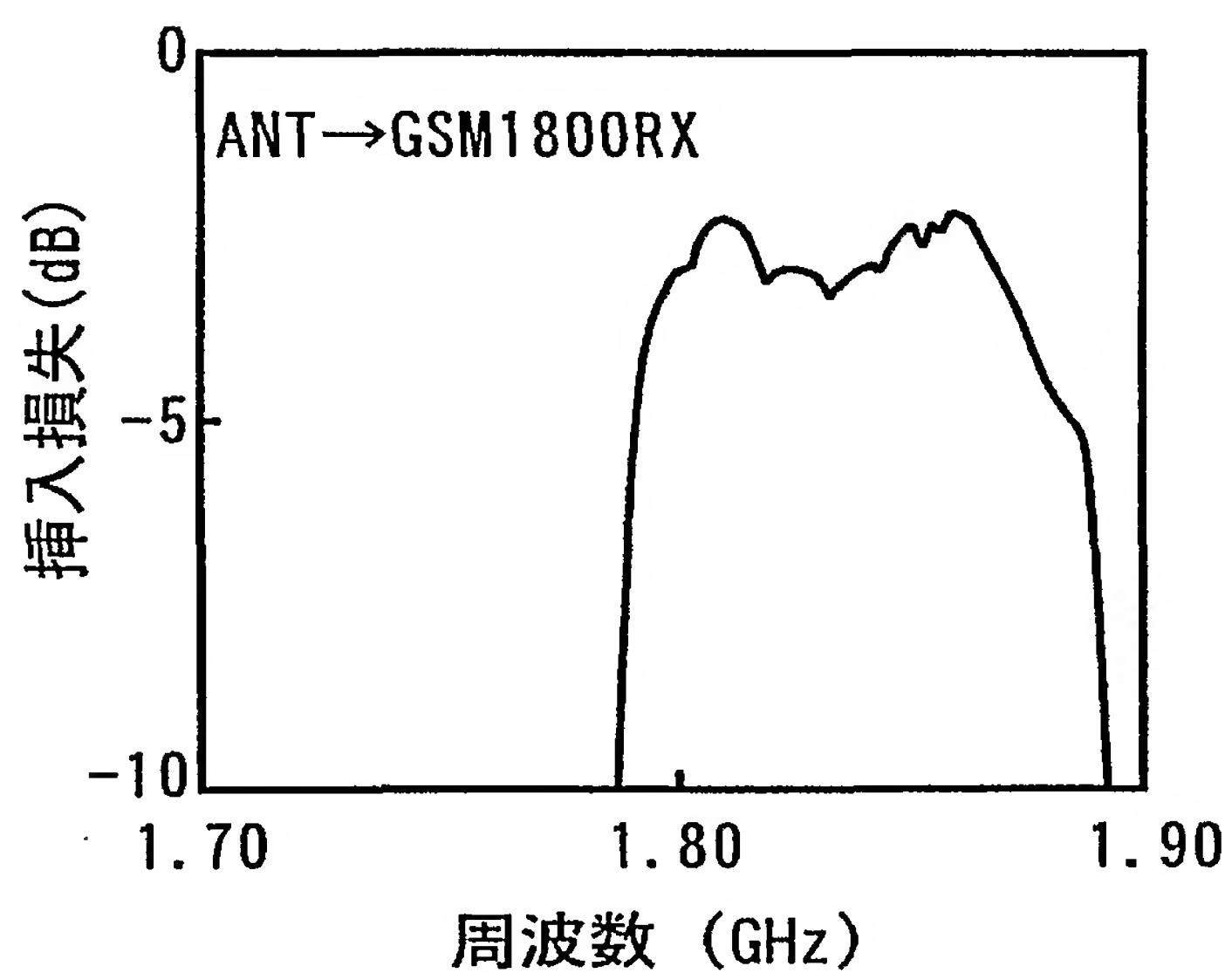


図15(a)

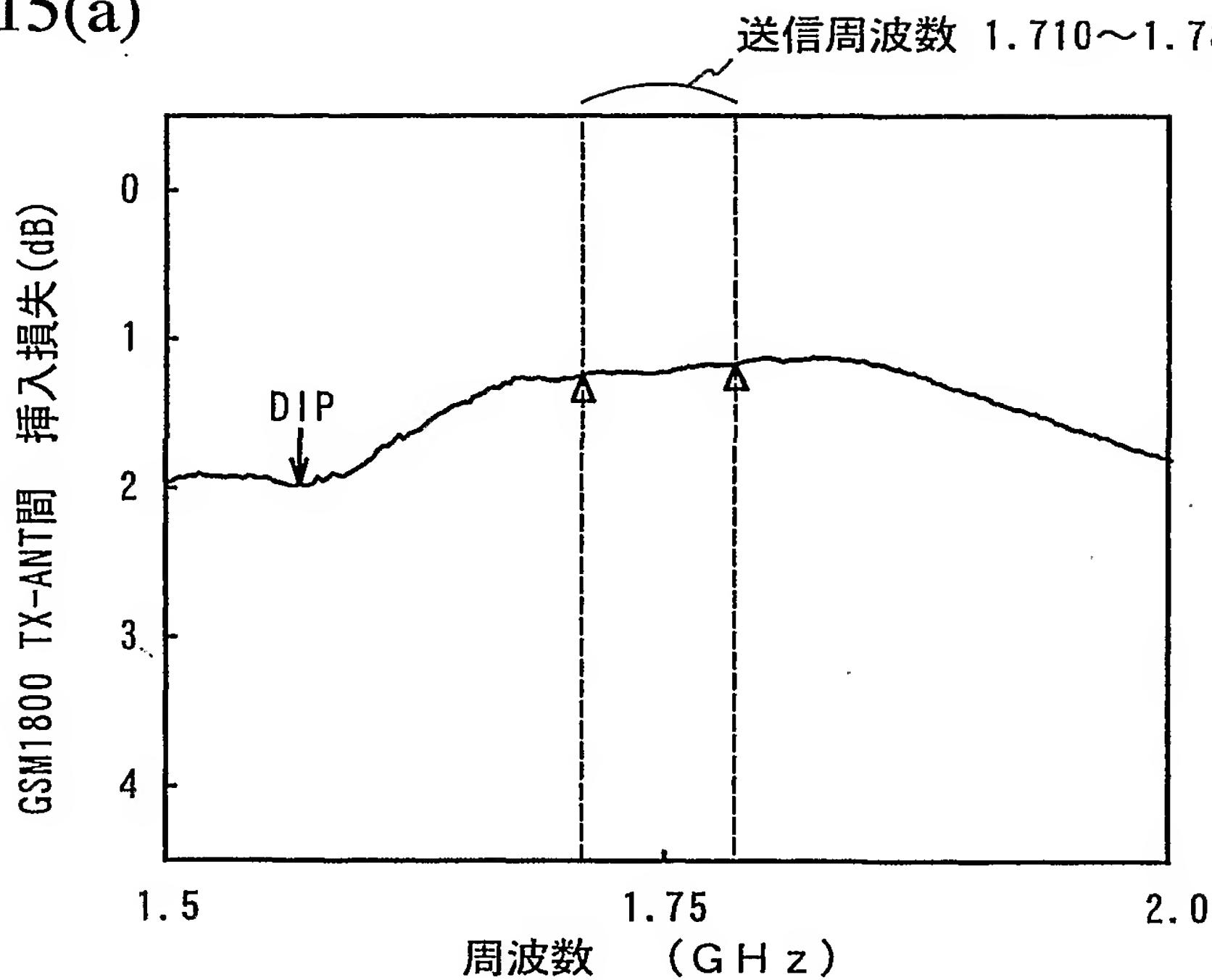


図15(b)

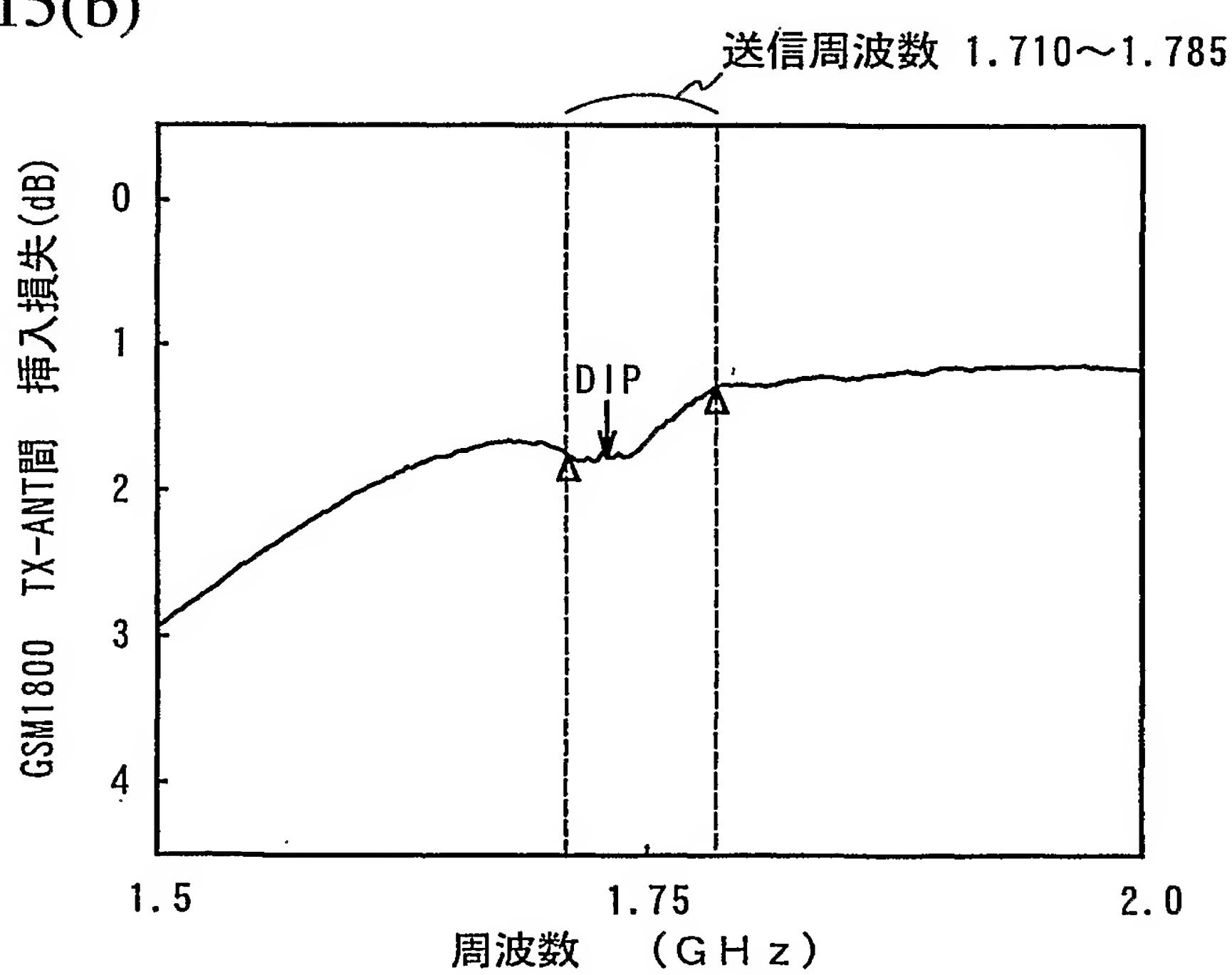


図16

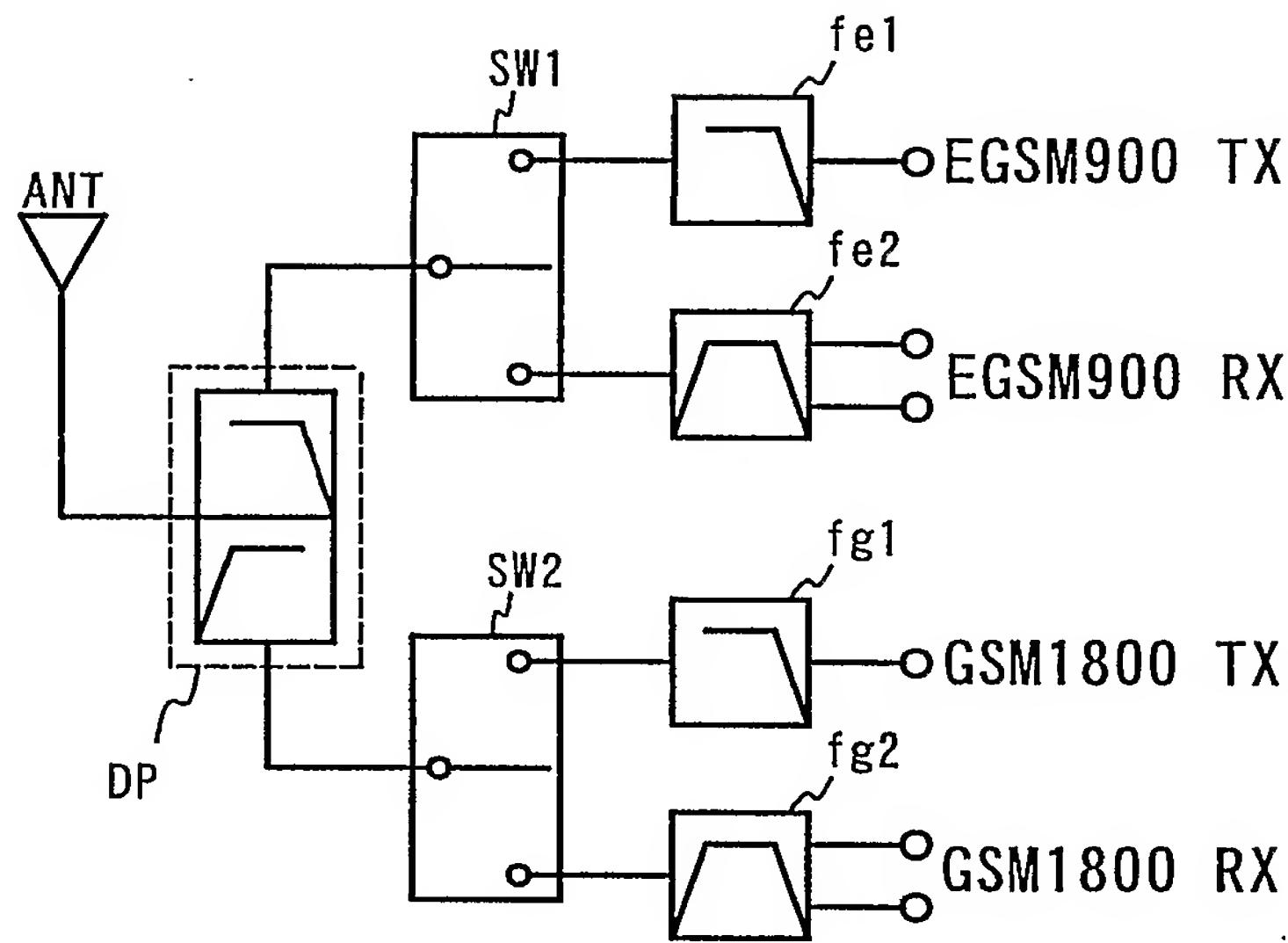


図17

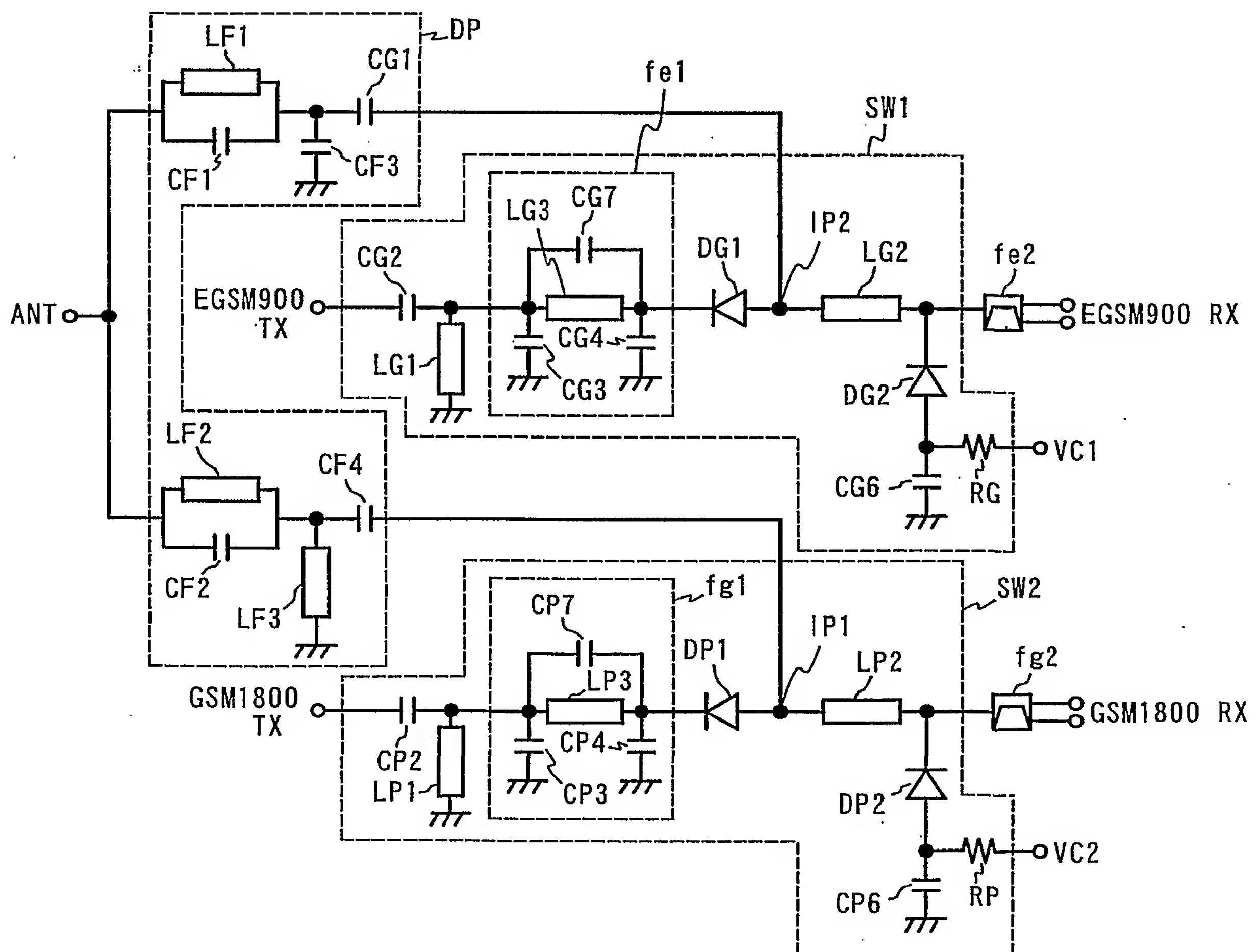


図18

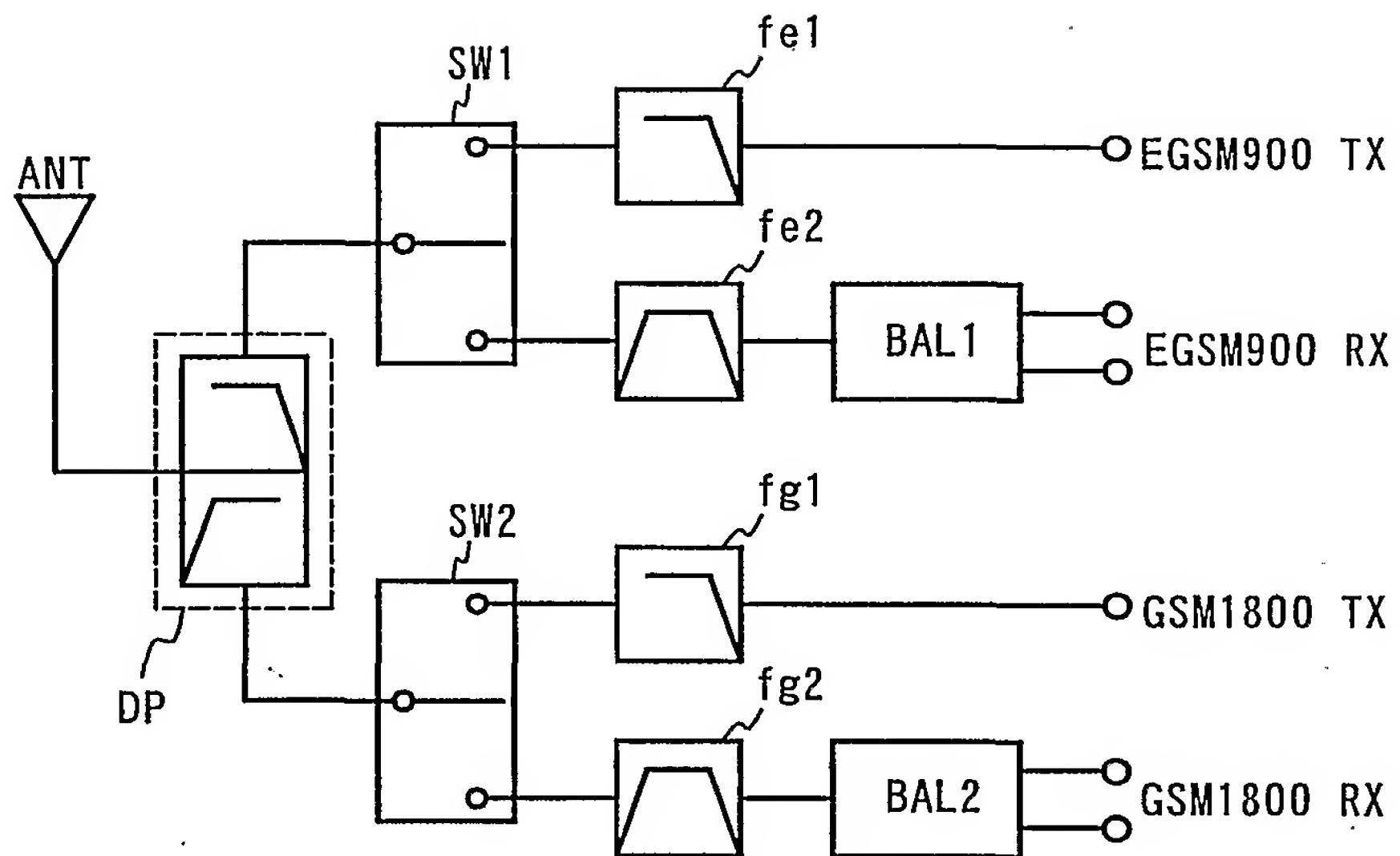


図19

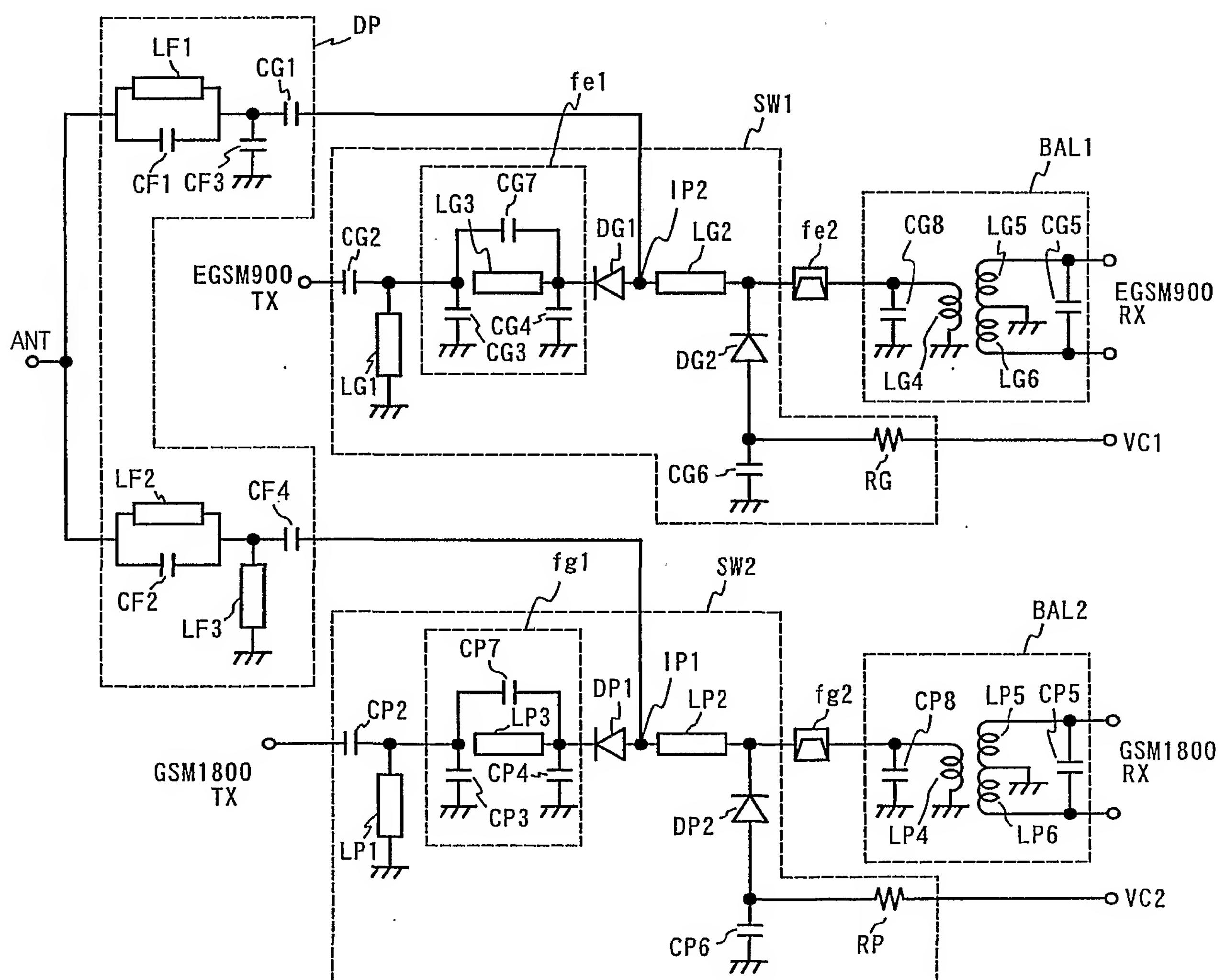


図20

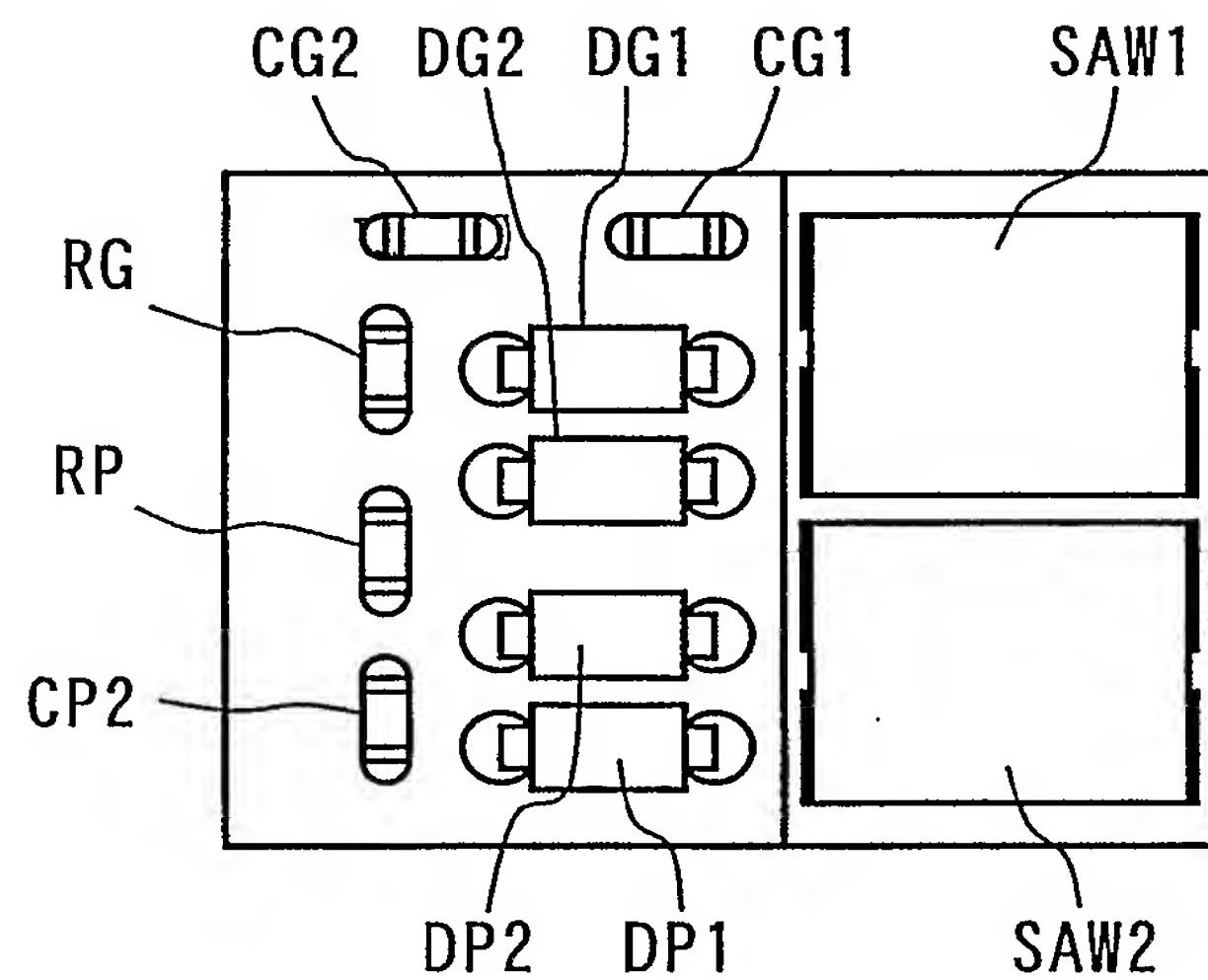


図21

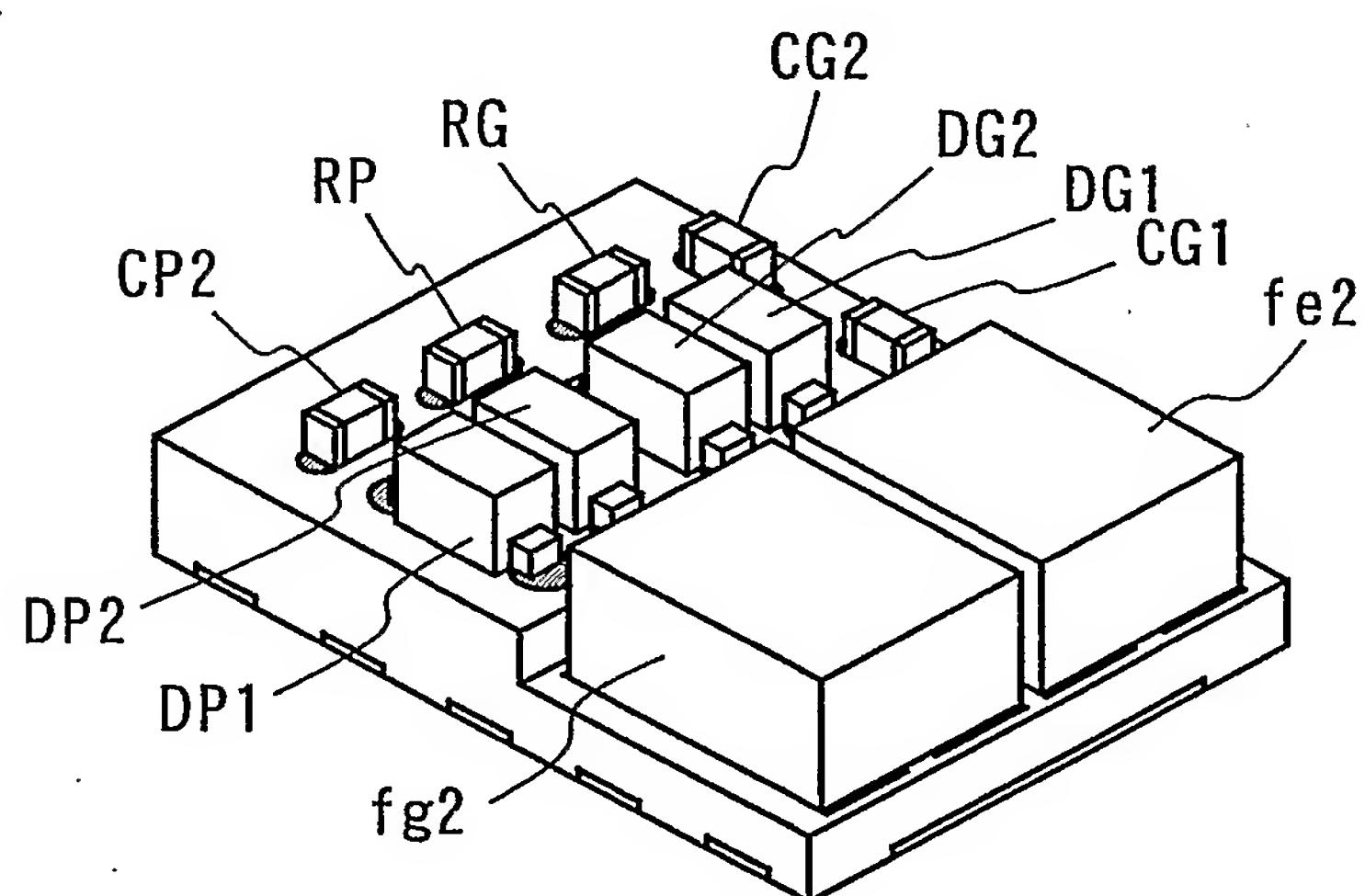


図22

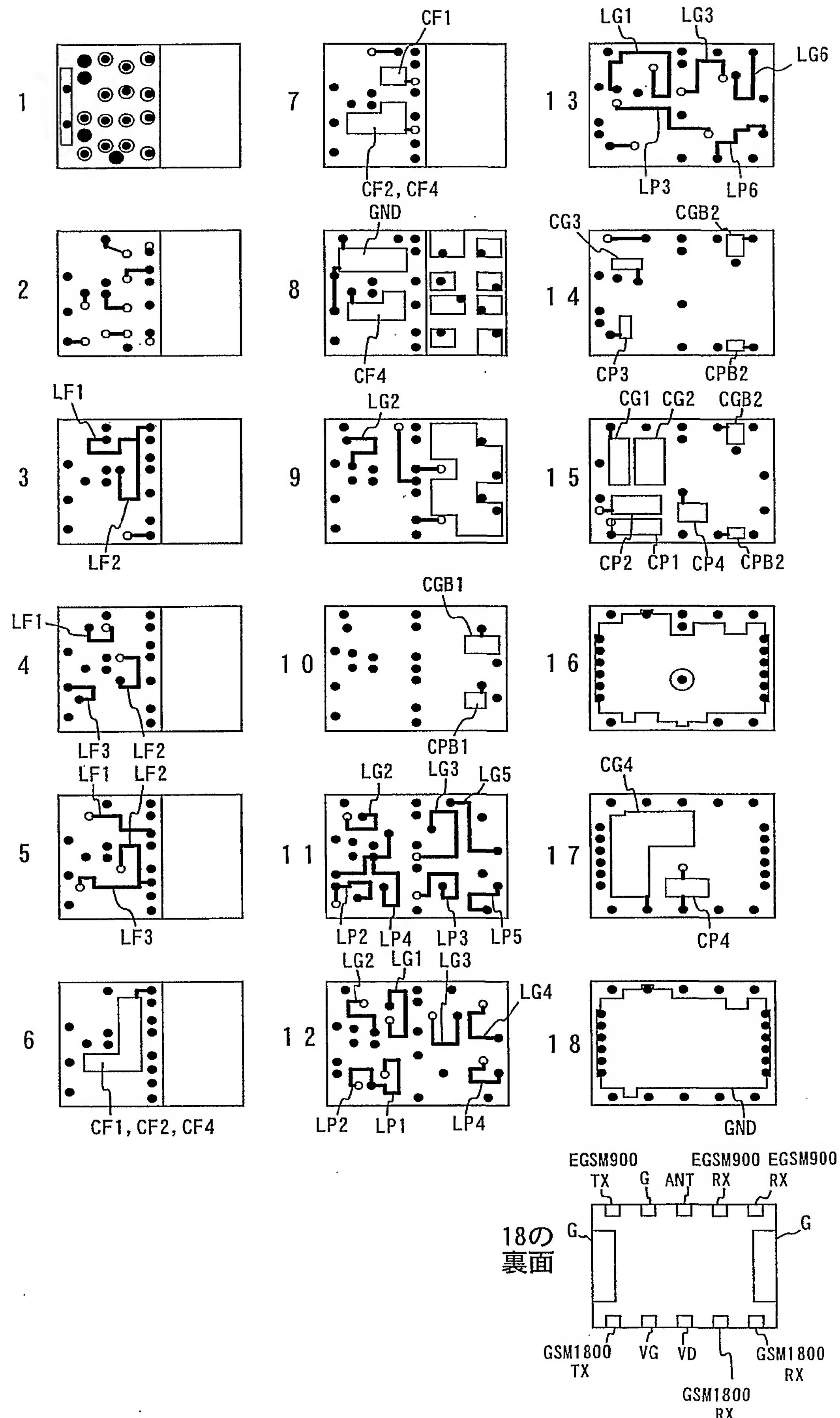


図23(a)

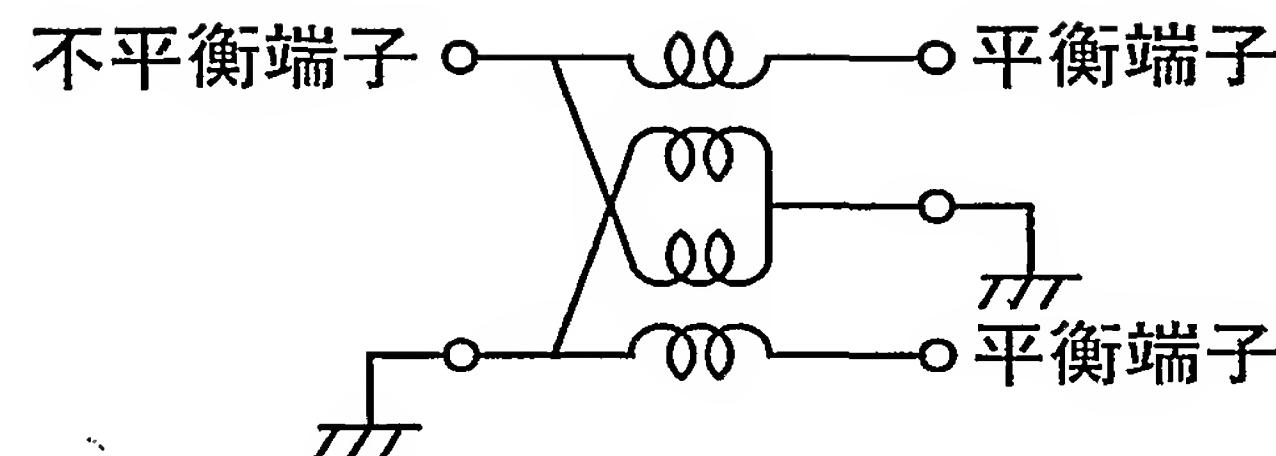


図23(b)

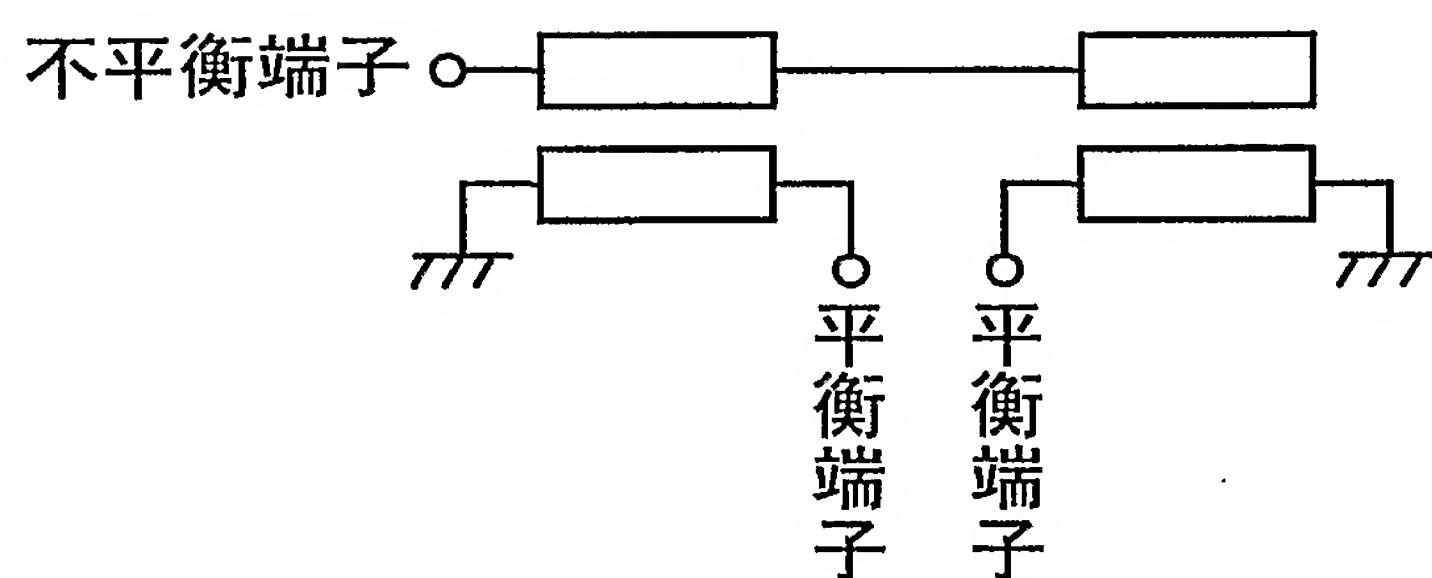


図24

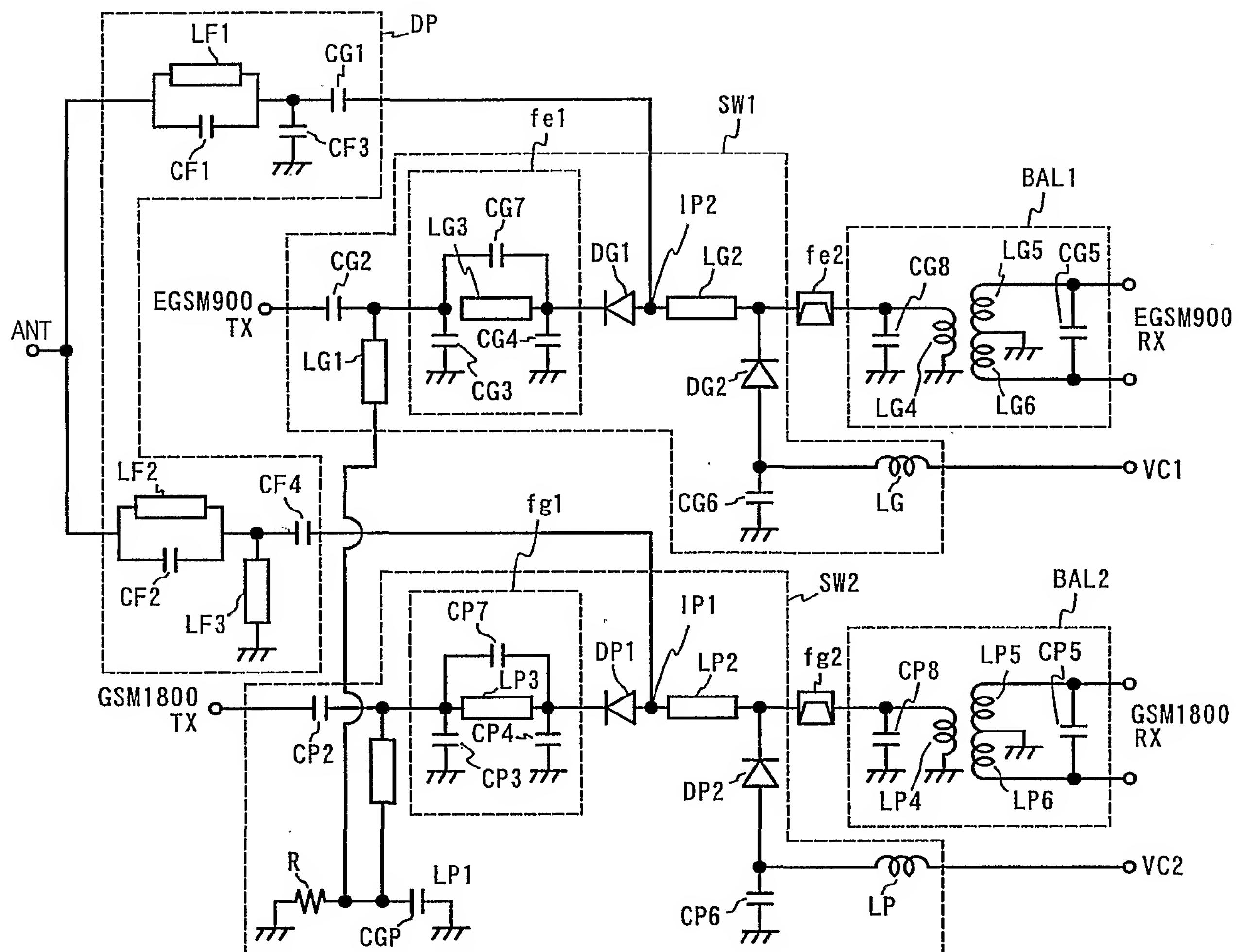


図25

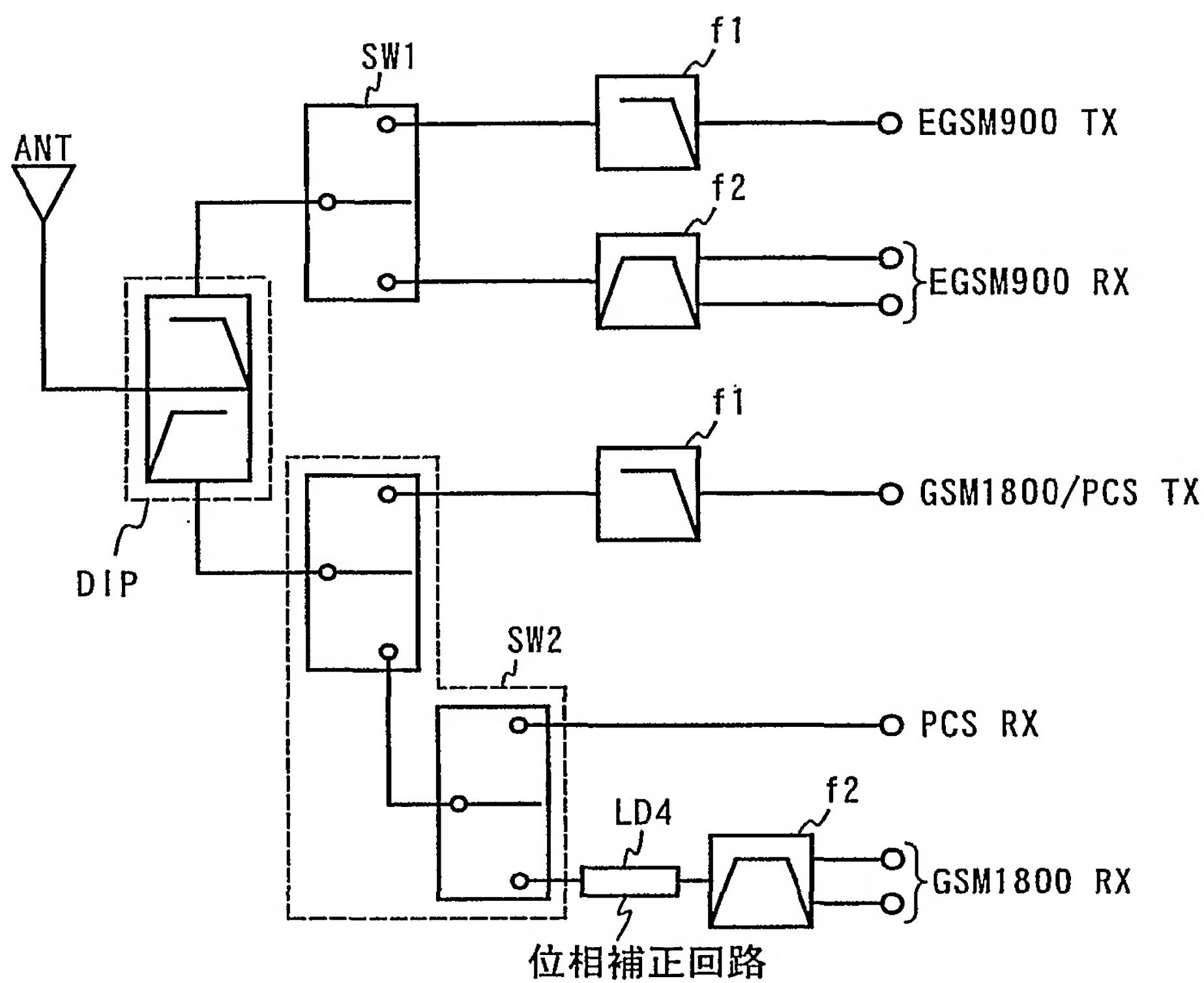


図26

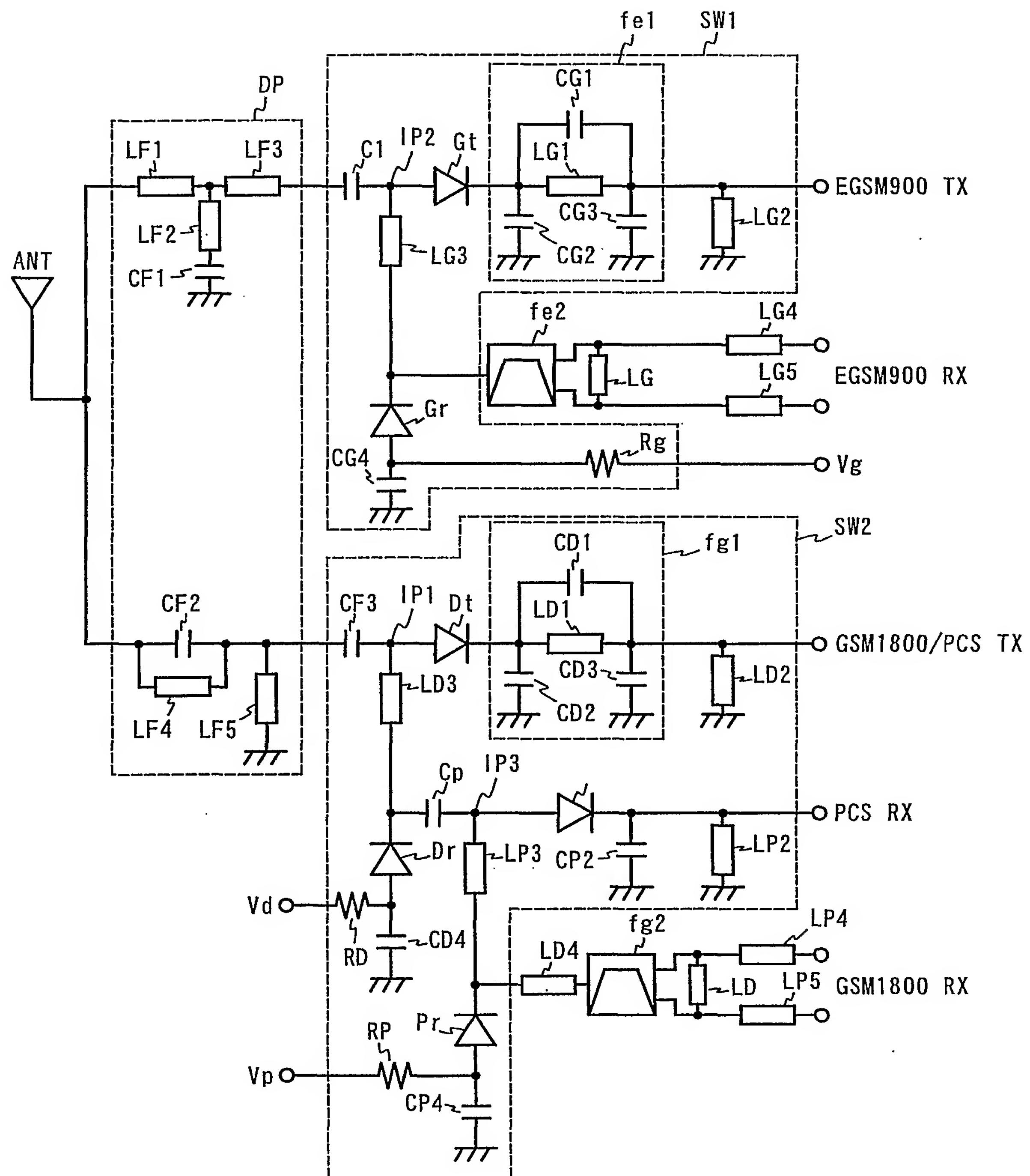


図27

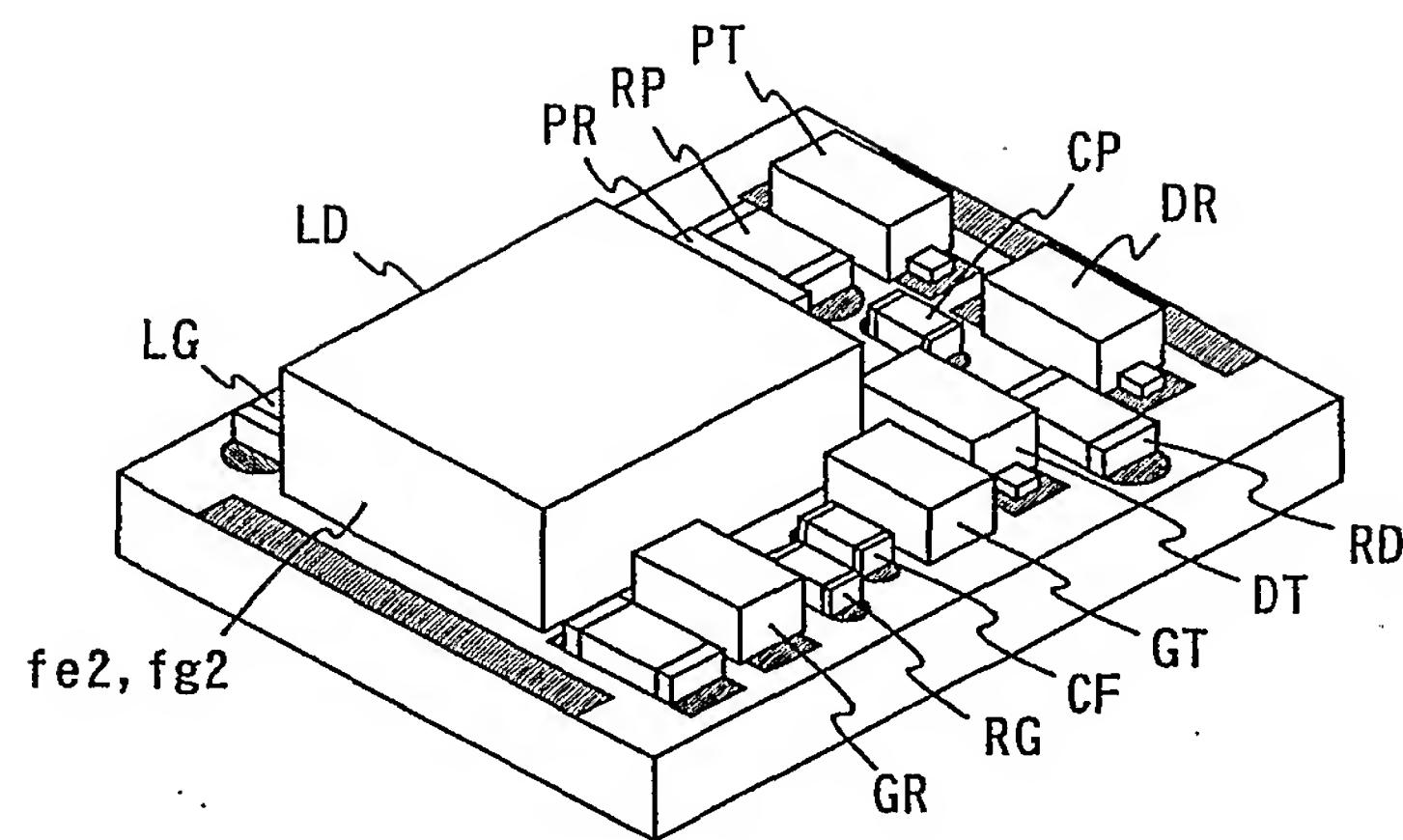


図28

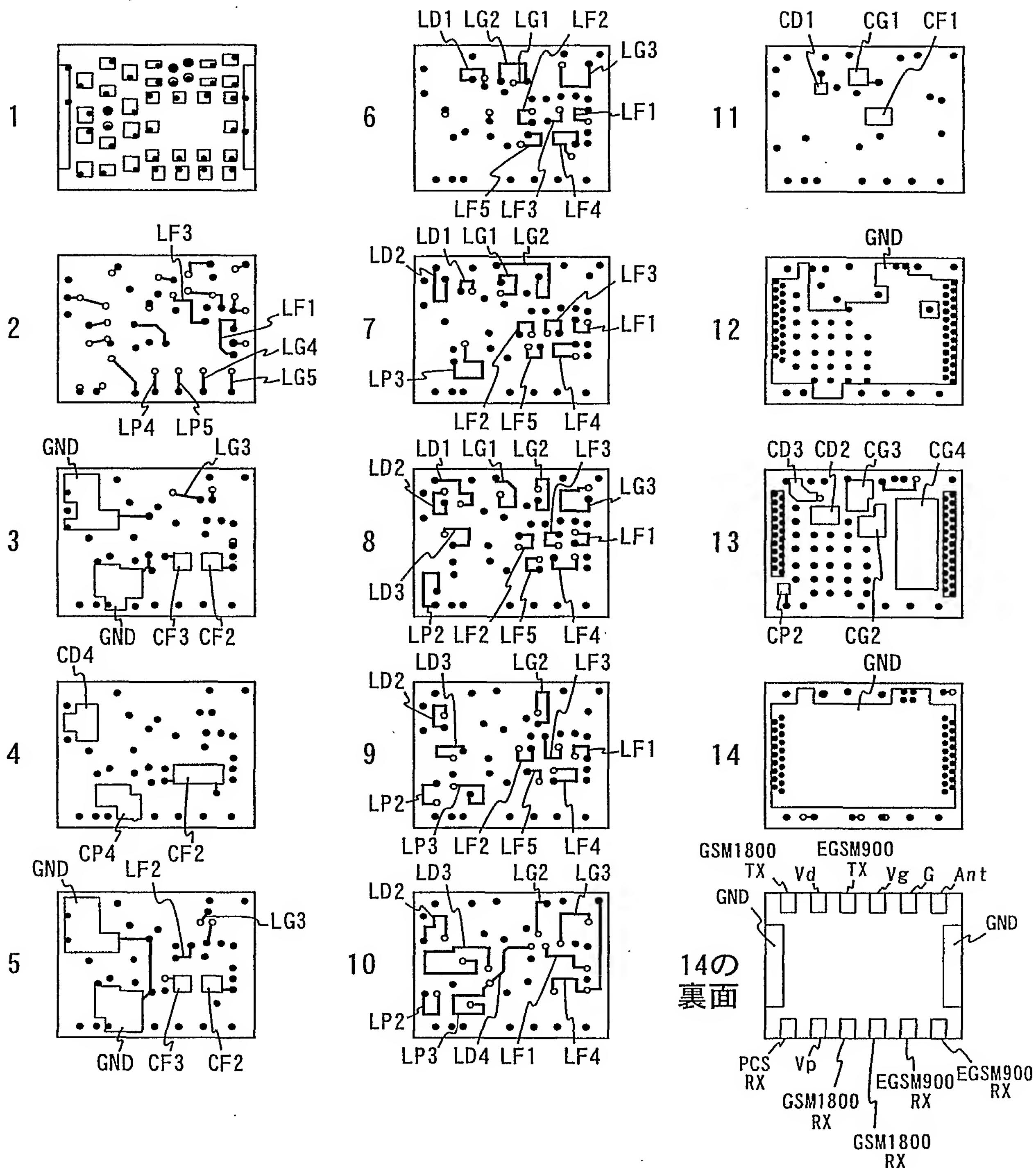


図29(a)

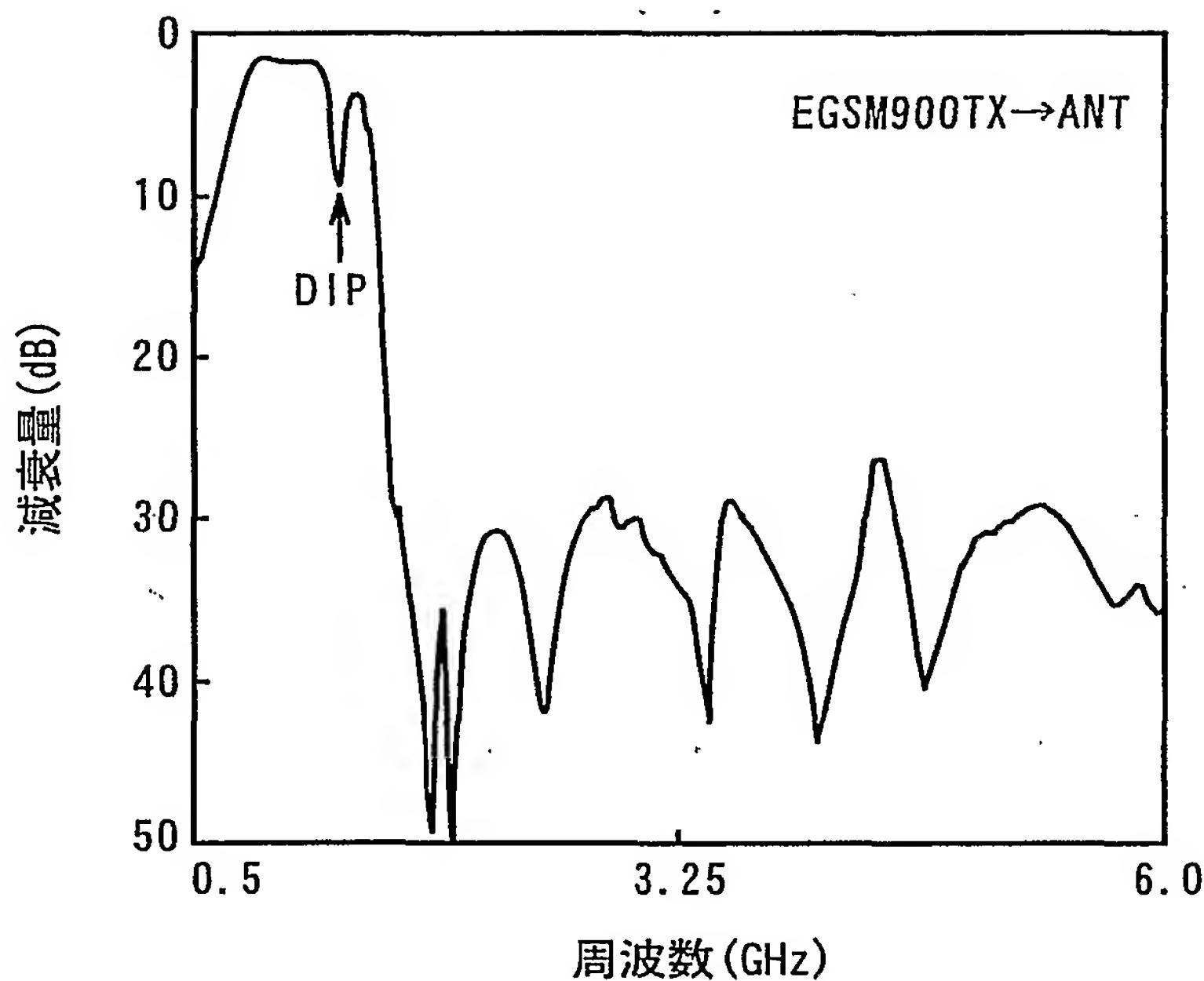


図29(b)

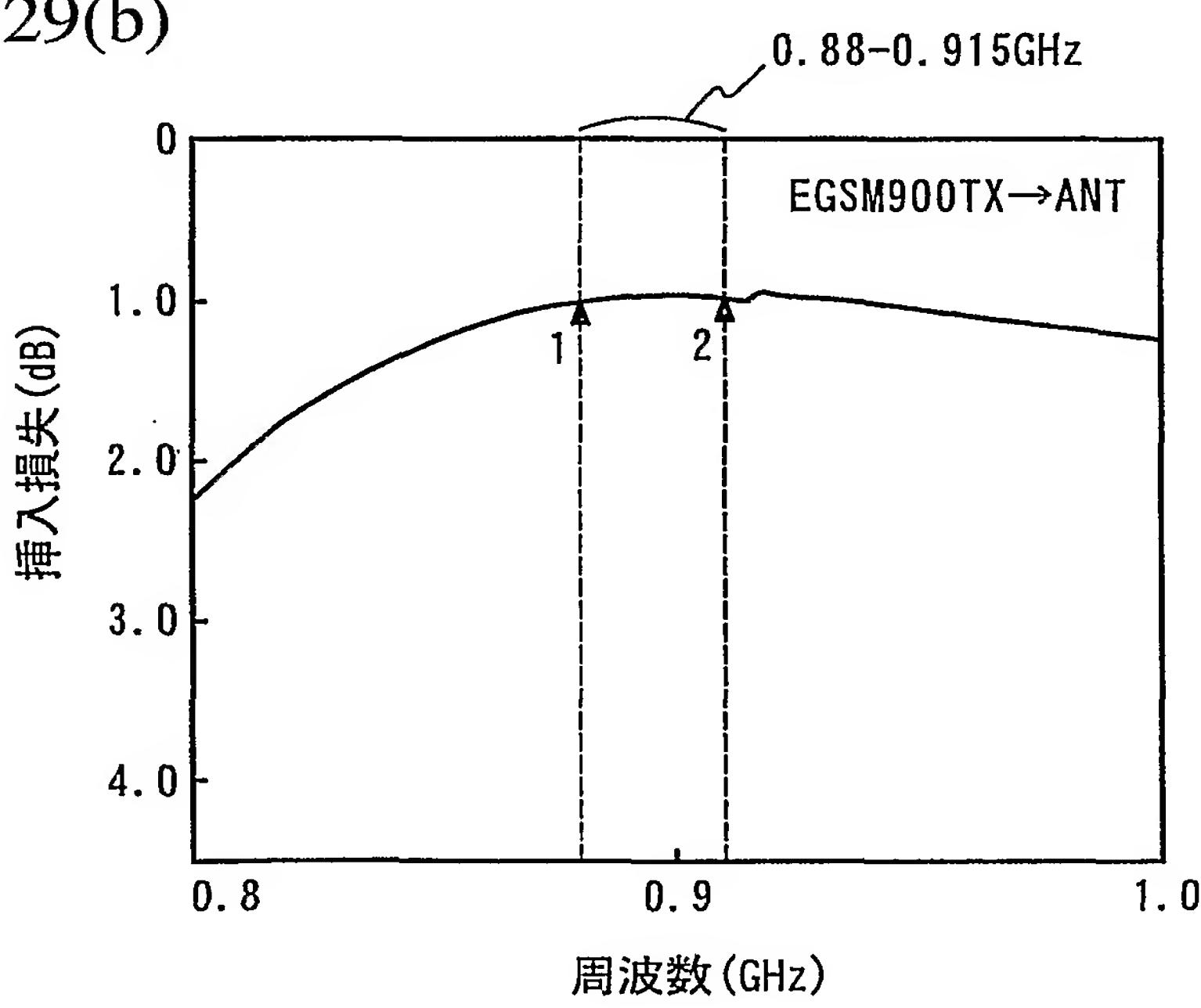


図30(a)

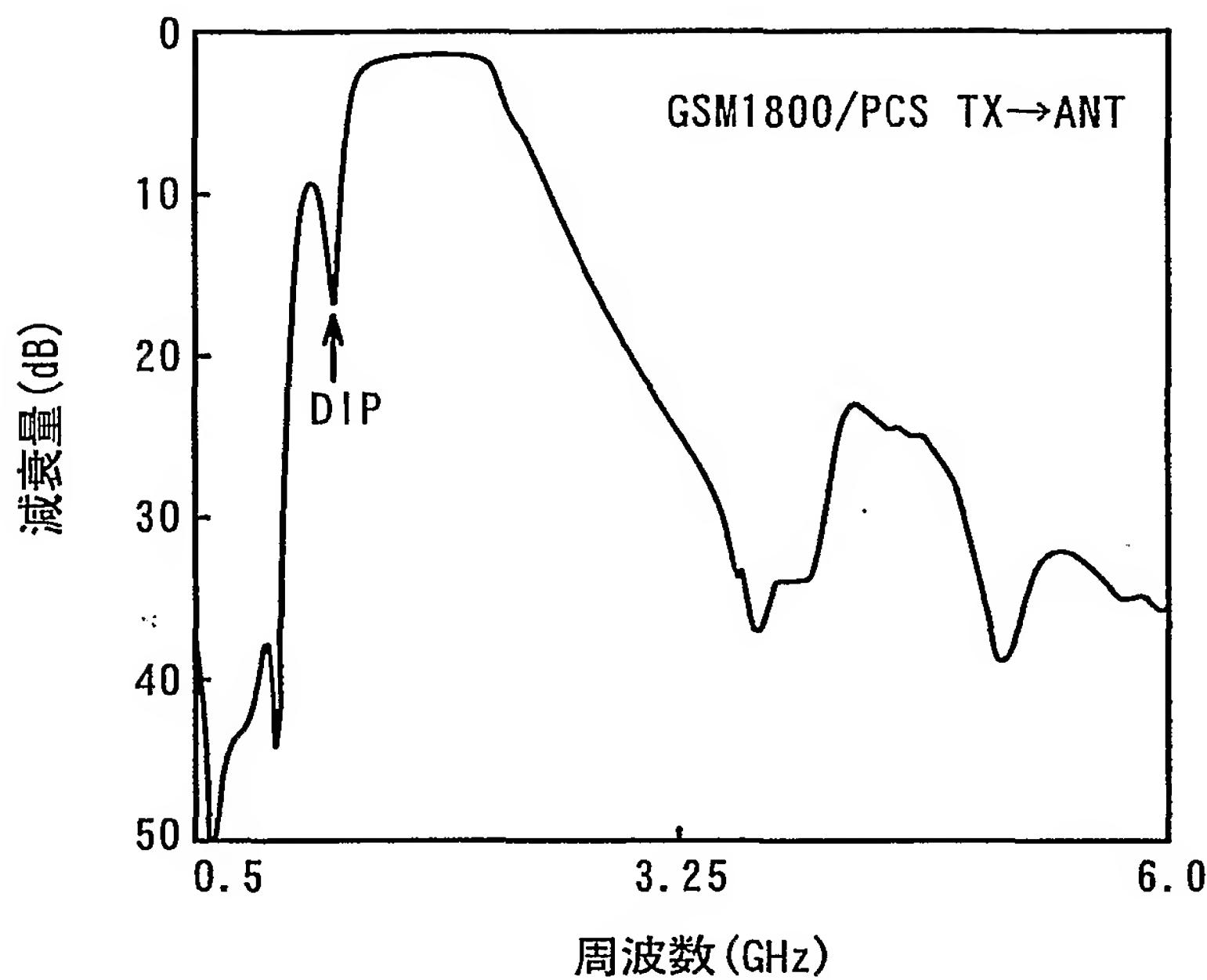


図30(b)

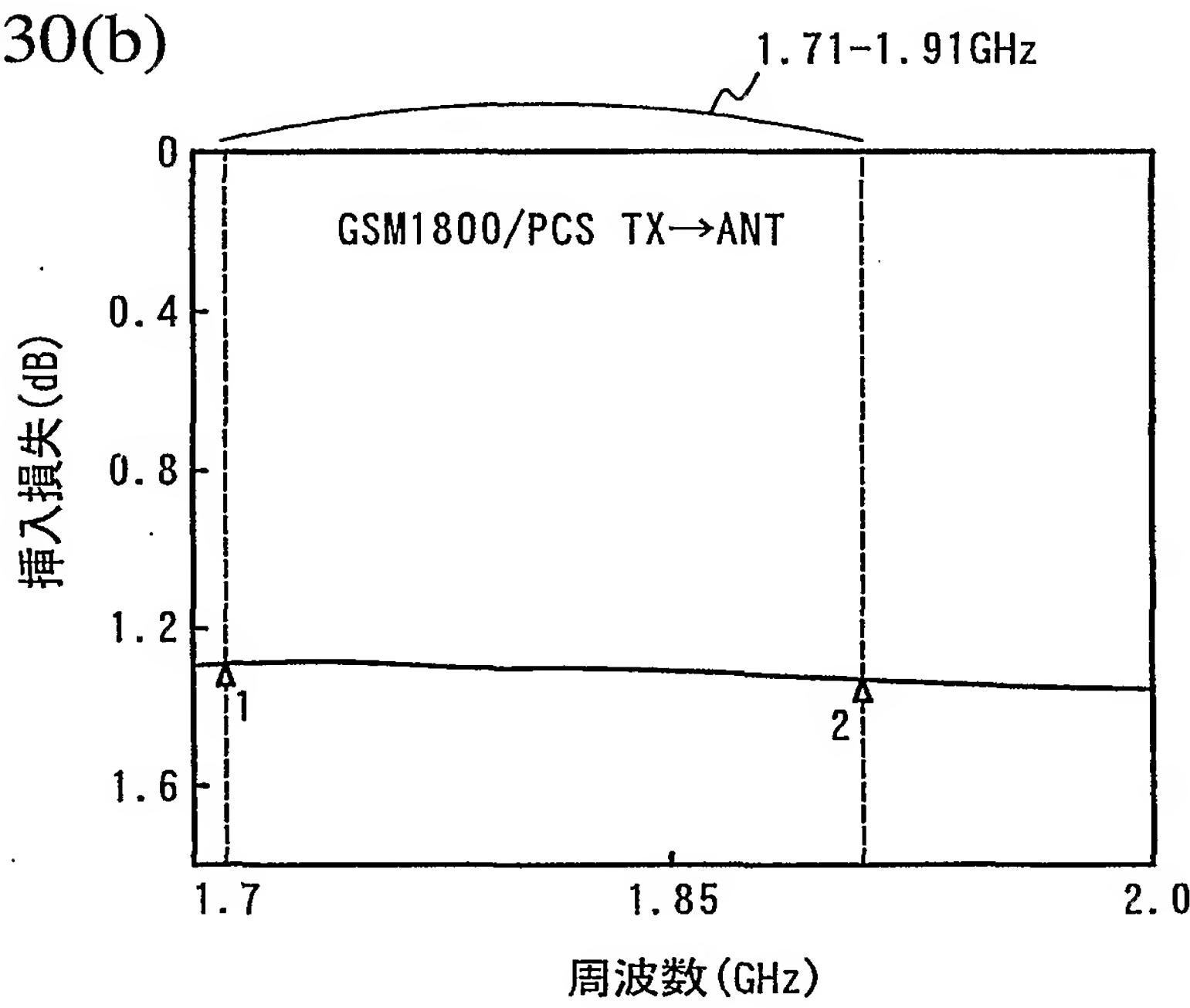


図31(a)

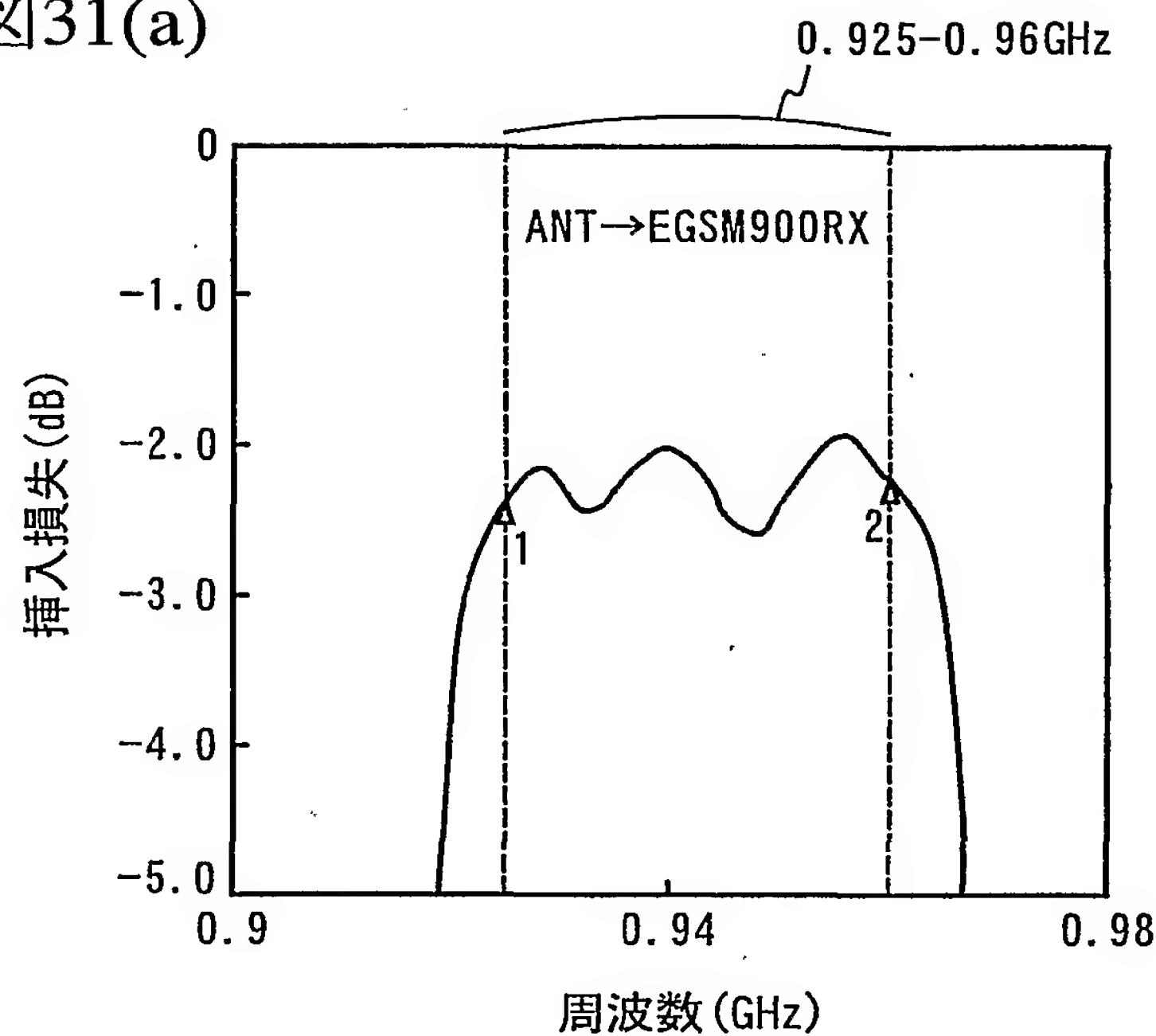


図31(b)

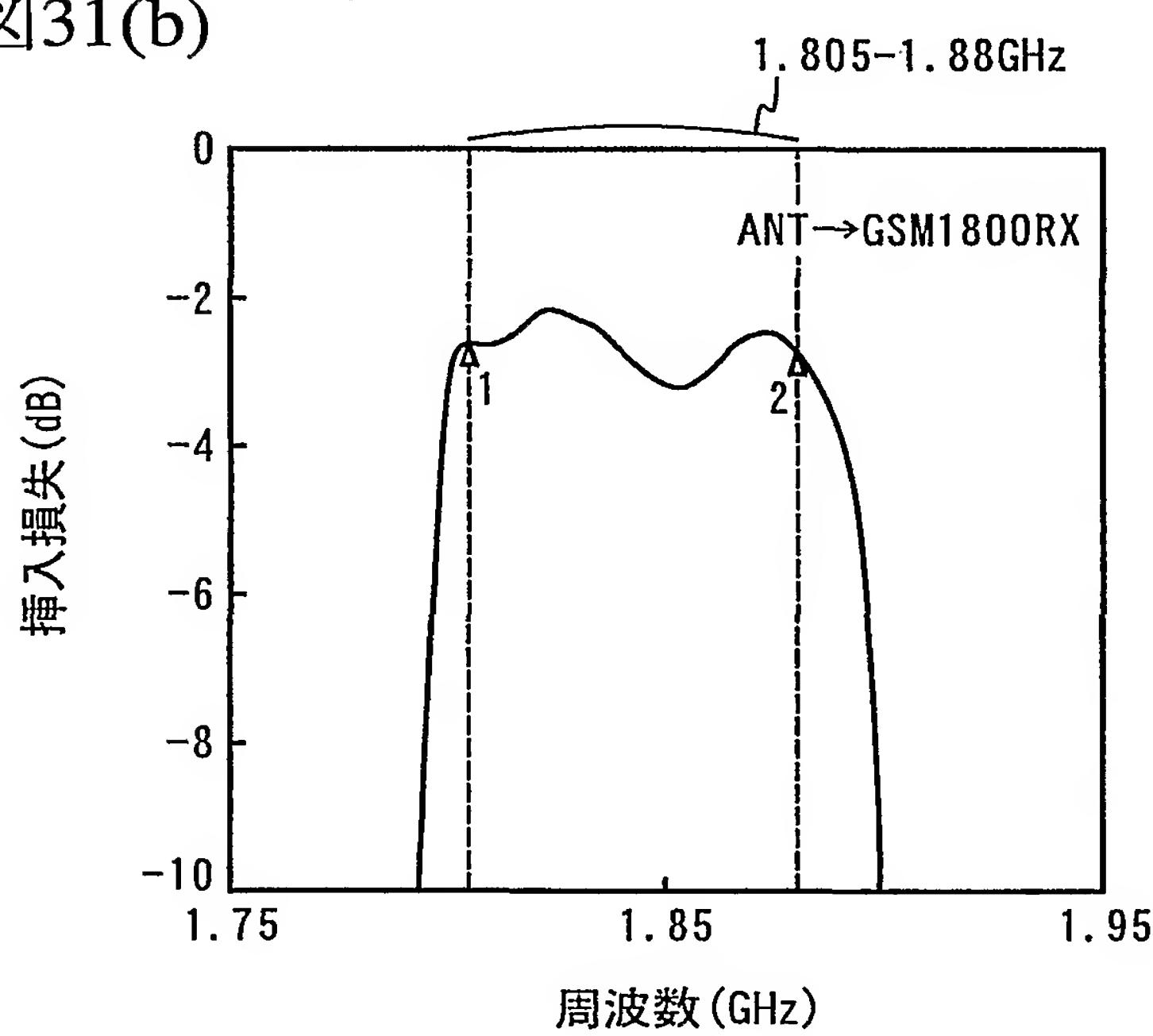


図32(a)

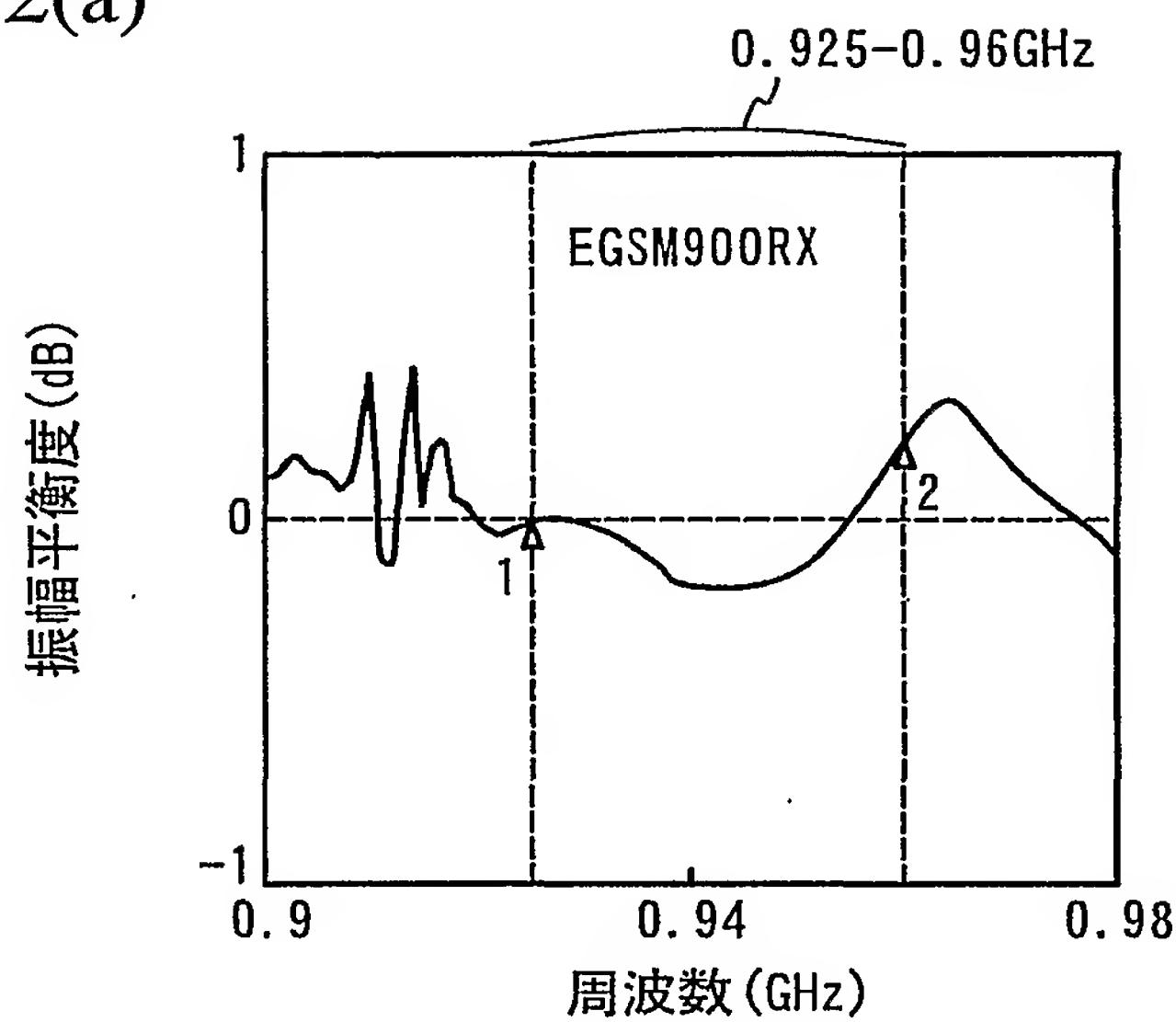


図32(b)

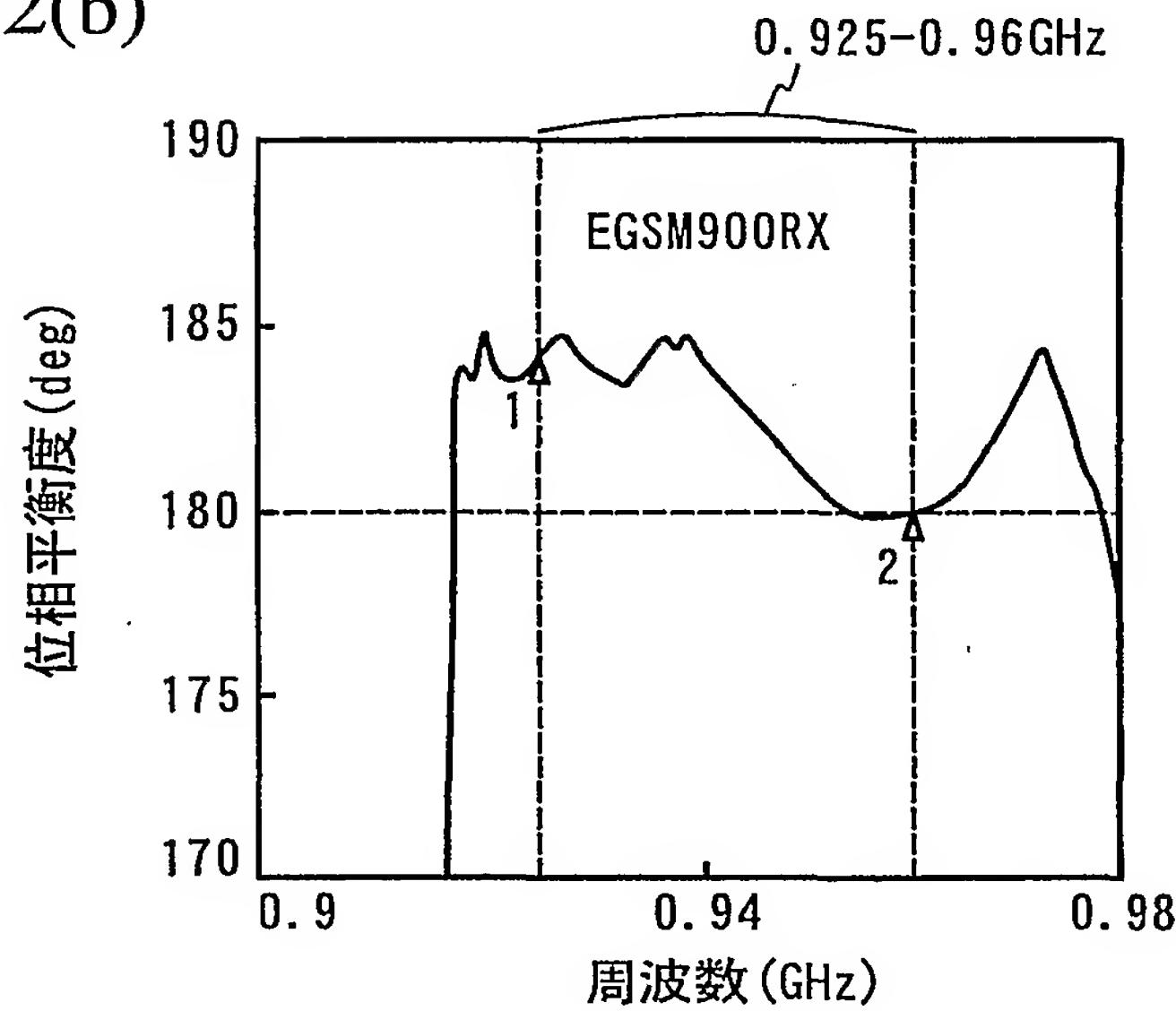


図33(a)

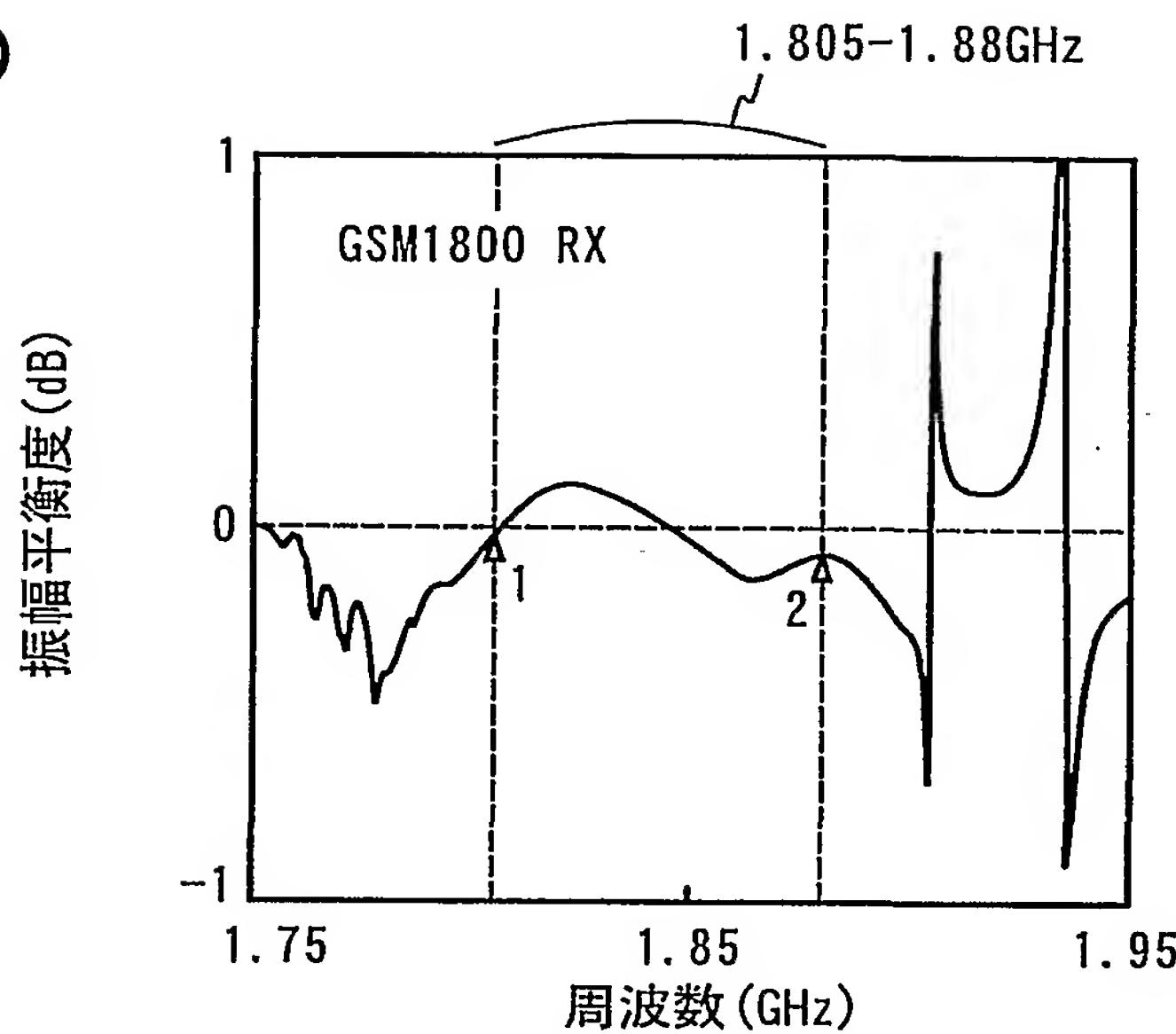


図33(b)

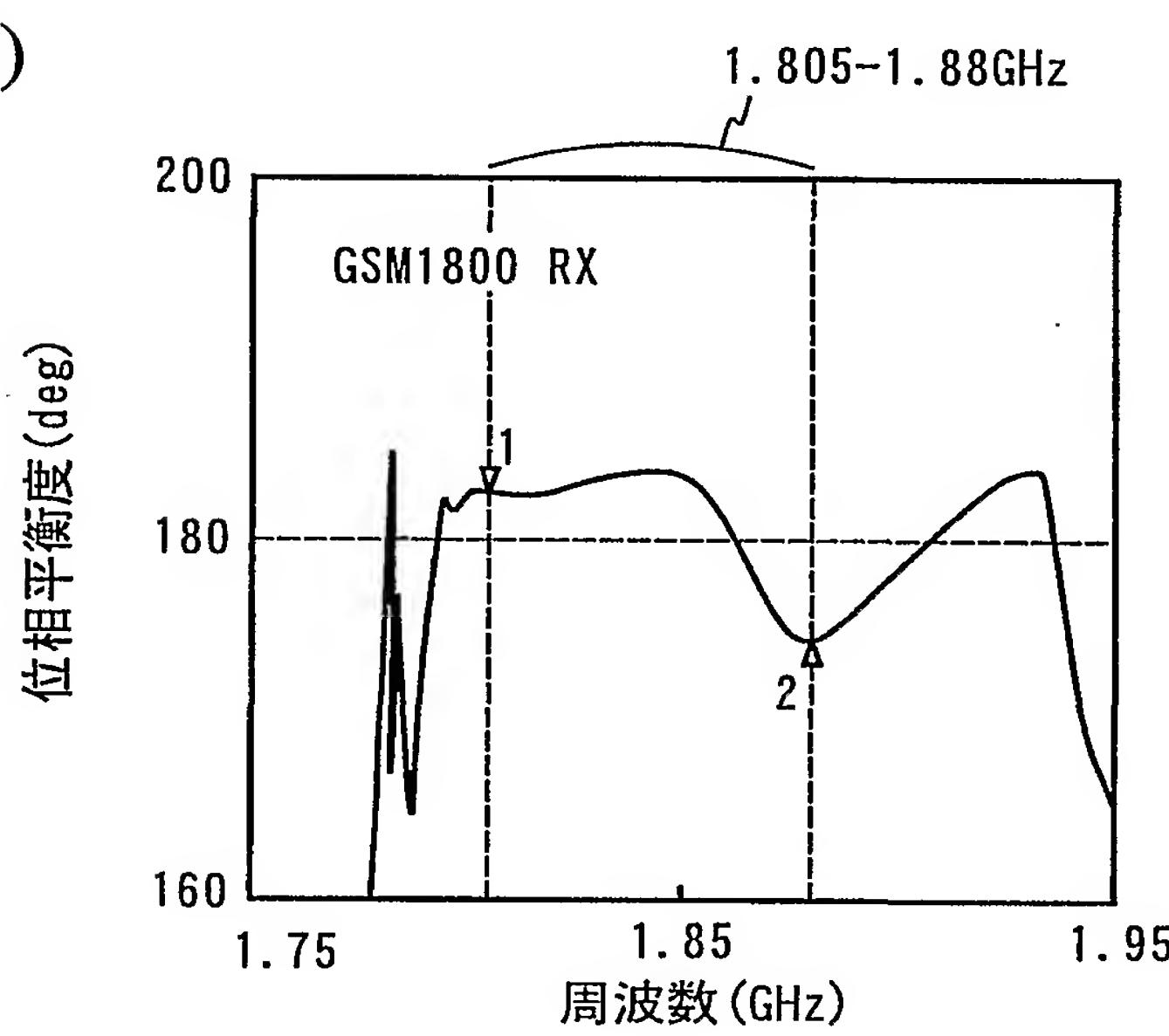


図34

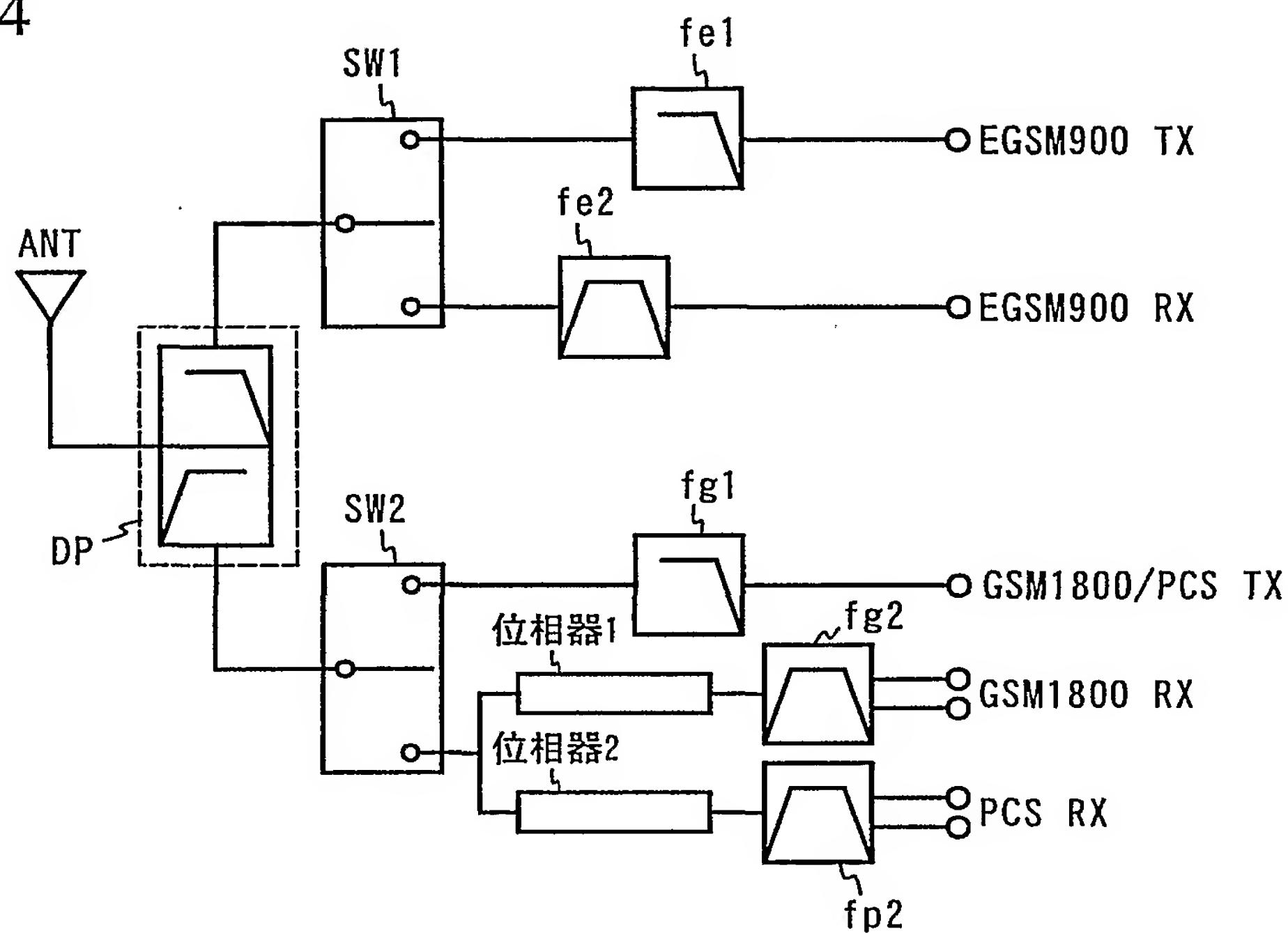


図35

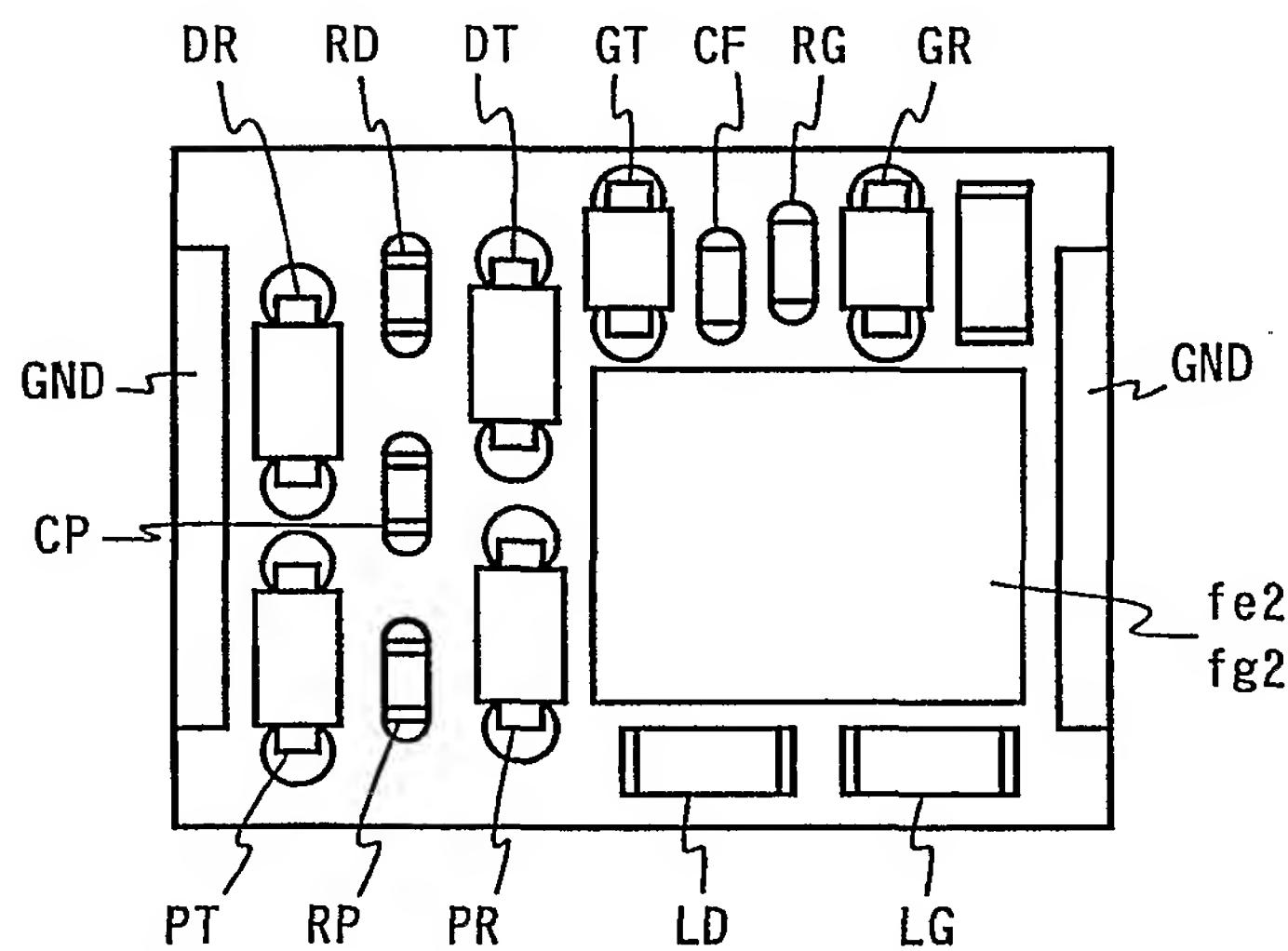


図36

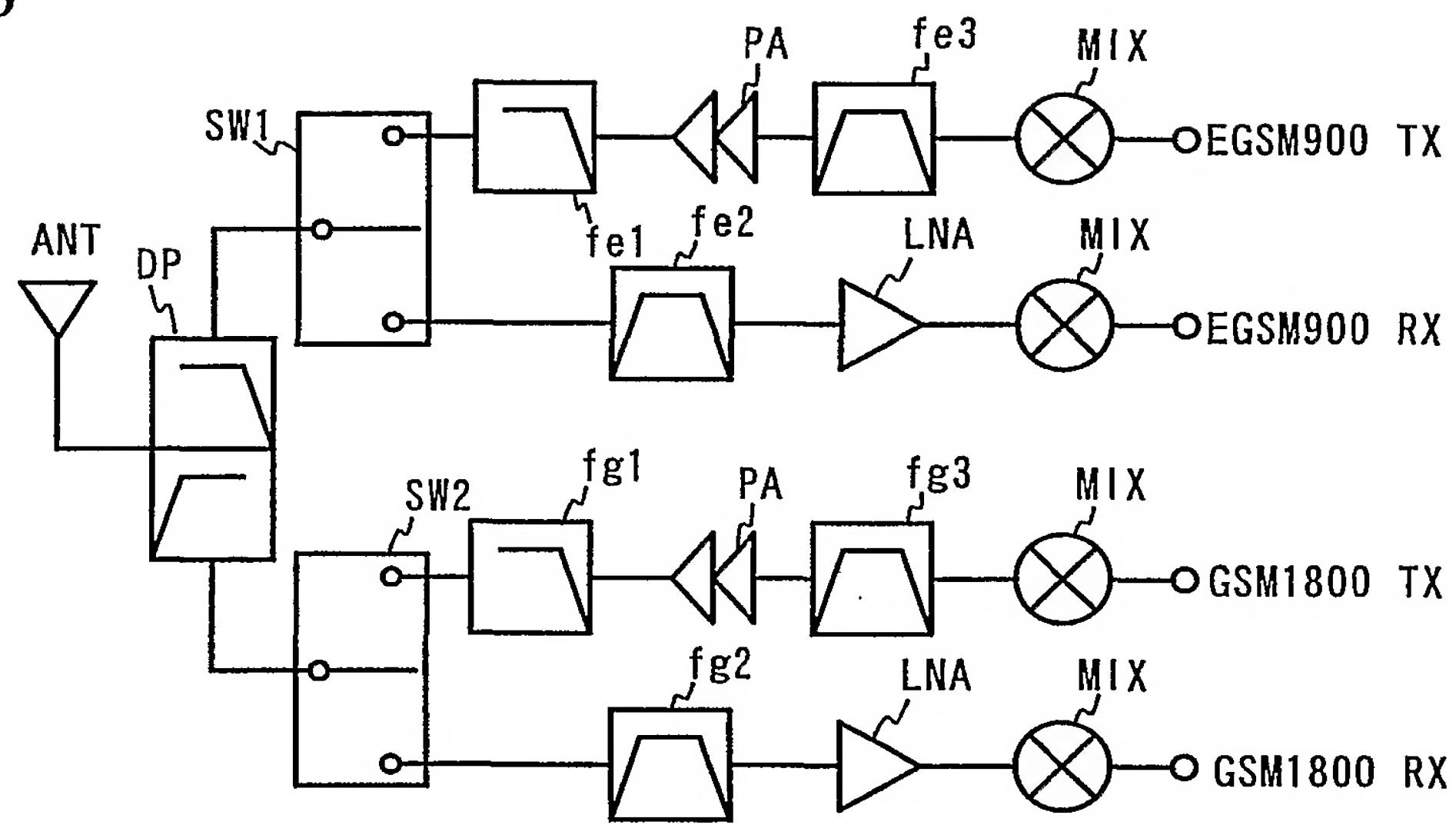


図37

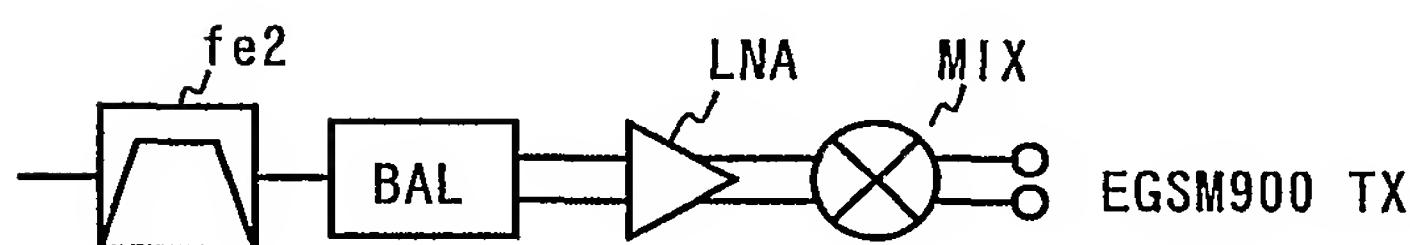
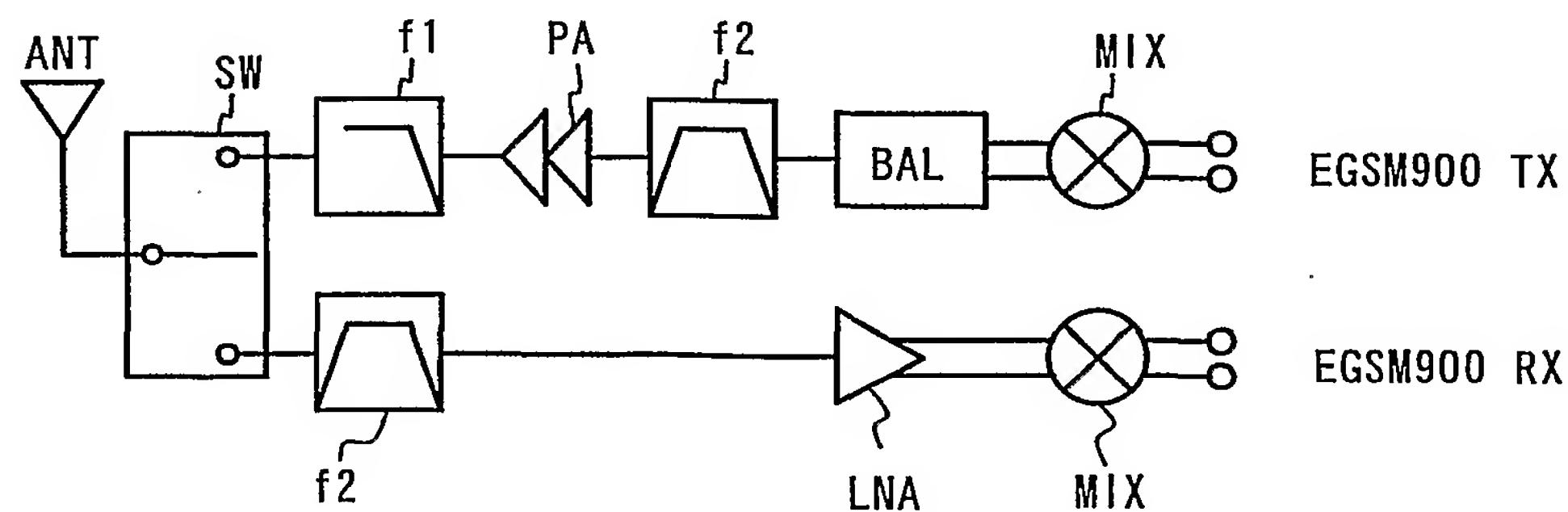


図38



# INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/09587

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**

Int.Cl<sup>7</sup> H04B1/50

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl<sup>7</sup> H04B1/38-1/58

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1926-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2002
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2002	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2002

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	EP 820155 A2 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD),	1-4, 8, 18
A	21 January, 1998 (21.01.1998), Fig. 1 & JP 10-32521 A & US 6060960 A	5-7, 9-17
Y	EP 910132 A2 (Murata Manufacturing Co., Ltd),	1-4, 8, 18
A	21 April, 1999 (21.04.1999), Fig. 1 & JP 11-122139 A	5-7, 9-17
A	EP 667684 A1 (LK-PRODUCTS OY), 16 August, 1995 (16.08.1995), Fig. 1 & JP 7-307655 A & US 5521561 A	1-18
A	EP 736978 A2 (LK-PRODUCTS OY), 09 October, 1996 (09.10.1996), Fig. 2 & JP 8-316870 A & US 5903820 A	1-18

Further documents are listed in the continuation of Box C.

See patent family annex.

- \* Special categories of cited documents:
- "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- "E" earlier document but published on or after the international filing date
- "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
- "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search  
22 January, 2002 (22.01.02)

Date of mailing of the international search report  
05 February, 2002 (05.02.02)

Name and mailing address of the ISA/  
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

## A. 発明の属する分野の分類(国際特許分類(IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> H04B1/50

## B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料(国際特許分類(IPC))

Int. Cl<sup>7</sup> H04B1/38-1/58

## 最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-1996  
 日本国公開実用新案公報 1971-2002  
 日本国実用新案登録公報 1996-2002  
 日本国登録実用新案公報 1994-2002

## 国際調査で使用した電子データベース(データベースの名称、調査に使用した用語)

## C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	EP 820155 A2 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD), 1998. 01. 21, 第1図 & JP 10-32521 A & US 6060960 A	1-4, 8, 18 5-7, 9-17
Y A	EP 910132 A2 (Murata Manufacturing Co., Ltd), 1999. 04. 21, 第1図 & JP 11-122139 A	1-4, 8, 18 5-7, 9-17
A	EP 667684 A1 (LK-PRODUCTS OY), 1995. 08. 16, 第1図 & JP 7-307655 A	1-18

 C欄の続きにも文献が列挙されている。 パテントファミリーに関する別紙を参照。

## \* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの  
 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの  
 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献(理由を付す)  
 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献  
 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

## の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの  
 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの  
 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1.以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの  
 「&」同一パテントファミリー文献

## 国際調査を完了した日

22. 01. 02

## 国際調査報告の発送日

05.02.02

## 国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)

郵便番号 100-8915

東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

## 特許庁審査官(権限のある職員)

溝本安展

5 J 9473

印

電話番号 03-3581-1101 内線 3535

## C(続き) . 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	& US 5521561 A  EP 736978 A2 (LK-PRODUCTS OY), 1 996. 10. 09, 第2図 & JP 8-316870 A & US 5903820 A	1-18